

明 細 書

変調装置、復調装置、変調方法および復調方法

5 技術分野

本発明は、SSB (Single Side Band) 技術を用いた変調装置、復調装置、変調方法及び復調方法に関する。

背景技術

- 10 近年、情報処理技術の普及といわゆるIT (Information Technology) 化社会の急速な進展により、情報通信の拡大と要求は目覚ましいものがある。社会と社会の間は当然のことながら、さらには個人と社会をつなぐ通信インフラについても、無線化と高速化が望まれている。こうした移動通信に対する一層の需要は、豊富な周波数資源をも枯渇させてしまう。
- 15 現在、周波数利用効率の向上を図るために研究されている主たる対象は、MIMO (MultiInput Multi Output) に代表されるように無線伝搬に関わる技術の向上である。しかしながら、自由空間とりわけ屋外環境の空間において所望の無線通信路を確保することは様々な困難がある。特に端末が高速で移動するような状況ではなおさらである。多重化は更に困難を極める。
- 20 これを考慮すると、まず確実な改良をベースバンドで確立すべきであると考えられる。ベースバンドでの改良については、これまでも先駆者がASK、PSK、QAM、CDMA、そしてOFDMなど新しい方式を開発し続けてきた。このように本質的な解決方法としては、ベースバンドにおける変調効率の向上が切望されるところである。
- 25 先ず、信号速度を2倍にした際の信号密度を考えると、図1Bに示すようになる。なお図1Aは1軸上のナイキスト信号波形を示しており、シンボル周期T毎にナイキスト信号1波が配置される。図1Bはシンボル周期T内にナイキ

スト信号を2波收容した場合を示しており、伝送速度は2倍となる。しかし、図1Bのように単純にシンボル周期T内にナイキスト信号を2波收容すると、図1Aで示した場合と比較して、周波数帯域が2倍に広がってしまうので好ましくない。

- 5 従来、SSB (Single Side Band) 方式は、受信系のキャリア再生に工夫を要する以外は、伝搬環境の変化にも強いことが知られている。SSB方式を適用することで、ビット誤り率特性を向上させる技術が、例えば米国特許第6,091,781号(特開平11-239189号公報)に記載されている。

- 図2A、図2B及び図2Cに、上記文献に記載されている原理を示す。図2
10 Aに示すような基本となるI軸信号とQ軸信号をSSB化することにより、図2Bに示すようなSSB化されたI軸信号とSSB化されたQ軸信号を得、これを結合することで図2Cに示すようなSSB-QPSK信号を形成する。

- この処理は、具体的には、図3に示すような回路構成により実現される。先
ず同相データ信号 $X(n)$ 及び直交データ信号 $Y(n)$ に対してそれぞれ補間
15 器1、2によってゼロを補間する。補間器1の出力は、遅延回路3を介して信号結合器7に送出されると共にヒルベルトフィルタ4によりヒルベルト変換を施された後に信号結合器8に送出される。また補間器2の出力は、ヒルベルトフィルタ5によりヒルベルト変換を施された後に信号結合器7に送出されると共に遅延回路6を介して信号結合器8に送出される。信号結合器7の出力
20 はパルス整形フィルタ9を介してミキサ11に与えられ、信号結合器8の出力はパルス整形フィルタ10を介してミキサ12に与えられる。ミキサ11ではパルス整形フィルタ9の出力信号によってコサイン搬送波 $\cos(\omega_c t)$ が変調され、ミキサ12ではパルス整形フィルタ10の出力信号によってサイン搬送波 $\sin(\omega_c t)$ が変調される。そしてミキサ11、12からのIチャ
25 ネルRF信号及びQチャネルRF信号が信号結合器13によって結合されることにより、SSB-QPSK信号 $Z(t)$ が得られる。このように上記文献に記載された構成によれば、SSB化を図るためにI軸信号とQ軸信号のそれ

ぞれのヒルベルト変換成分を生成し、これらを直交変調する。

これにより、上記文献によれば、従来の I 軸信号と Q 軸信号が一方的にコサイン乗算とサイン乗算に決めつけられていた欠点を、SSB化により解消し、伝送特性を改良することができる。これにより、上記文献には、SSB-QPSKは理論的に、QPSKやSSBと等しい周波数利用効率をもちながら(例：2bps/Hz)、レイリーフェージング路ではQPSKやSSBよりも等化不完全性に対して耐性があり、さらにSSB-QPSKの包絡線変化はQPSKよりも6 dB 少ないことが示されている、と記載されている。

しかしながら、上記文献に記載されている技術は、SSB方式を適用することで、ビット誤り率特性を向上させるための技術であり、根本的には、限られた周波数帯域で従来に比して格段に多くの信号伝送を可能とするものではない。

発明の開示

本発明の目的は、限られた周波数帯域で従来の変調方式と比較して信号伝送速度を格段に向上し得る変調装置、復調装置、変調方法及び復調方法を提供することである。

この目的は、第1の入力シンボルをSSB変調してUSB信号を得る第1の周波数引き上げ型SSB変調器と、第2の入力シンボルをSSB変調してLSB信号を得る第2の周波数引き上げ型SSB変調器と、前記USB信号と前記LSB信号を結合する結合器と、を具備し、前記第2の周波数引き上げ型SSB変調器によって、前記第1の周波数引き上げ型SSB変調器で用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いてSSB変調を行うことにより達成される。

25

図面の簡単な説明

図1Aは、シンボル周期に1波のナイキスト信号を配置した状態を示す図；

図 1 B は、シンボル周期に 2 波のナイキスト信号を配置した状態を示す図；

図 2 A は、SSB 化の元となる I 軸信号と Q 軸信号を示す図；

図 2 B は、SSB 化された I 軸信号と Q 軸信号を示す図；

図 2 C は、SSB-QPSK 信号を示す図；

5 図 3 は、従来の変調装置の構成を示すブロック図；

図 4 A は、一般的な QPSK 信号の I 軸信号と Q 軸信号のスペクトルを示す図；

図 4 B は、信号伝送速度を 2 倍にしたときの周波数帯域幅の広がりを示す図；

10 図 4 C は、実施の形態での I 軸信号と Q 軸信号の SSB 化を示す図；

図 4 D は、実施の形態での SSB 化信号の多重化の様子を示す図；

図 5 は、実施の形態 1 の変調装置の構成を示すブロック図；

図 6 A は、実施の形態の変調装置により得られる USB 信号の様子を示す図；

15 図 6 B は、実施の形態の変調装置により得られる LSB 信号の様子を示す図；

図 6 C は、実施の形態の変調装置により得られる SSB 多重化変調信号の様子を示す図；

図 7 は、位相偏移型 SSB 変調器の構成を示すブロック図；

20 図 8 A は、入力信号 $u(t)$ を偶関数 $V_{\text{even}}(t)$ と奇関数 $V_{\text{odd}}(t)$ の合成で示した場合のスペクトルを示す図；

図 8 B は、入力信号 $u(t)$ のヒルベルト変換出力を入力信号 $u(t)$ の成分である偶関数成分 $V_{\text{even}}(t)$ と奇関数成分 $V_{\text{odd}}(t)$ で表した図；

図 8 C は、入力信号 $u(t)$ に $\cos \omega_1 t$ を乗算したものを示す図；

25 図 8 D は、入力信号 $u(t)$ をヒルベルト変換した $u'(t)$ に $\sin \omega_1 t$ を乗算したものを示す図；

図 8 E は、図 8 C に示した信号と図 8 D に示した信号の差を示す図；

図 8 F は、図 8 C に示した信号と図 8 D に示した信号の和を示す図；

図 9 A は、偶関数成分を示す図；

図 9 B は、奇関数成分を示す図；

図 10 A は、USB 信号を示す図；

5 図 10 B は、USB 信号に $\cos \omega_1 t$ を乗算したものを示す図；

図 10 C は、LSB 信号を示す図；

図 10 D は、LSB 信号に $\sin \omega_1 t$ を乗算したものを示す図；

図 10 E は、ローパスフィルタ出力（復調信号）を示す図；

図 11 は、実施の形態 1 の復調装置の構成を示すブロック図

10 図 12 は、IIR 型のデジタルヒルベルトフィルタの構成例を示すブロック図；

図 13 は、帯域幅確認のための LSB 信号のシミュレーション結果を示す図；

15 図 14 は、帯域幅確認のための USB 信号と LSB 信号との合成信号のシミュレーション結果を示す図；

図 15 は、通信品質確認のための BER 対 S/N のシミュレーション結果を示す図；

図 16 は、SSB 変調器の他の構成例を示すブロック図；

20 図 17 A は、実施の形態 1 により得られる LSB 信号の周波数複素空間上のスペクトルを示す図；

図 17 B は、実施の形態 1 により得られる USB 信号の周波数複素空間上のスペクトルを示す図；

図 17 C は、実施の形態 1 により得られる SSB 多重化変調信号の周波数複素空間上のスペクトルを示す図；

25 図 18 は、実施の形態 2 により形成する SSB 多重化変調信号の周波数複素空間上のスペクトルを示す図；

図 19 は、実施の形態 2 の変調装置の構成を示すブロック図；

図 2 0 は、実施の形態 2 の復調装置の構成を示すブロック図；

図 2 1 は、実施の形態 3 の復調装置の構成を示すブロック図；

図 2 2 A は、LSB の搬送波周波数 \cos 波で検波した場合のベースバンドスペクトルを示す図；

5 図 2 2 B は、FFT 出力の概念を示す図；

図 2 2 C は、エイリアスを含む実際の FFT 出力を示す図；

図 2 3 A は、LSB の搬送波周波数 \sin 波で検波した場合のベースバンドスペクトルを示す図；

図 2 3 B は、FFT 出力の概念を示す図；

10 図 2 3 C は、エイリアスを含む実際の FFT 出力を示す図；

及び

図 2 4 は、DET (detector) の原理構成を示す図である。

発明を実施するための最良の形態

15 本発明の概要は、従来の直交変調の 2 倍（実施の形態 1）又は 4 倍（実施の形態 2）の高速のシンボル速度の情報信号を変調するものである。通常、このような操作を行うと、必要となる周波数帯域幅は 2 倍又は 4 倍となる。本発明は、送信信号を多重 SSB 化することにより元の周波数帯域幅内に収容するものである。さらにこのような変調信号に対する復調方式を提案する。

20 以下、本発明の実施形態について、添付図面を参照して詳細に説明する。

（実施の形態 1）

図 4 A ～ 図 4 D に、本発明の変調方式の概念を示す。図 4 A は従来の基本的な QPSK 方式による I 軸と Q 軸のスペクトルを示したものである。この従来の QPSK のもつ伝送速度を 2 倍に向上させるためには、図 4 B のように周波数帯域幅 BW_1 を 2 倍にしなければならない。それでは周波数利用効率は改善
25 されない。そこで、本実施の形態では、I 軸信号と Q 軸信号を SSB 化させることによりそれぞれの側帯波幅を元の側帯波の 2 倍である全周波数帯域幅 B

W_1 に拡張し（図4C）、さらに同一周波数上に多重化する（図4D）ことにより、2倍の伝送速度を可能にしながらも与えられた周波数帯域幅のままで通信を実現する。すなわち上記従来技術で説明したSSB-QPSKに比して伝送速度を2倍とすることができる。

- 5 図5に、図4A～図4Dに示した本実施の形態の概念を実現するための構成を示す。図5に示す実施の形態の変調装置100において、送信される信号 $f(t)$ はシリアルーパラレル変換器（S/P）101によって2系統の並列信号とされる。従来の信号速度に比して2倍とすることが可能となることから、この信号群をBit 1, 3とBit 2, 4と名づける。この2系統の信号は各々
- 10 ナイキストフィルタ（NFL）102、103によってナイキスト信号とされる。

- ナイキストフィルタ102から出力されたナイキスト信号は周波数引き上げ型SSB変調器110に入力されると共に、ナイキストフィルタ103から出力されたナイキスト信号は周波数引き上げ型SSB変調器120に入力される。周波数引き上げ型SSB変調器110は、周波数信号源112と乗算器113、114からなる直交変調部と、ヒルベルト変換器111とを有する。
- 15 また周波数引き上げ型SSB変調器120は、周波数信号源122と乗算器123、124からなる直交変調部と、ヒルベルト変換器121とを有する。

- 周波数引き上げ型SSB変調器110に入力される信号Bit 1, 3のナイキスト信号は、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ を減じた周波数 $\omega_1 - \omega_0/2$ を持つ周波数信号源112からの余弦波が乗算器113にて乗算される。また同時に信号Bit 1, 3のナイキスト信号をヒルベルト変換器111に通した信号に、上記 $\omega_1 - \omega_0/2$ なる周波数信号源112からの正弦波が乗算器114にて乗算される。次に加算器115にてこの2つの出力の和をとることにより、信号Bit 1, 3を載せ搬送周波数を $\omega_1 - \omega_0/2$ とする上側SSB信号（USB信号）が得られる。
- 20

一方、周波数引き上げ型SSB変調器120に入力される信号Bit 2, 4

のナイキスト信号は、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ を加算した周波数 $\omega_1 + \omega_0/2$ を持つ周波数信号源122からの余弦波が乗算器124にて乗算される。また同時に信号Bit 2, 4のナイキスト信号をヒルベルト変換器121に通した信号に、上記 $\omega_1 + \omega_0/2$ なる周波数信号源122からの正弦波が乗算器123にて乗算される。次に加算器125にてこの2つの出力の和をとることにより、信号Bit 2, 4を載せ搬送周波数を $\omega_1 + \omega_0/2$ とする下側SSB信号(LSB信号)が得られる。

そして周波数引き上げ型SSB変調器110から出力されるUSB信号(図6A)と、周波数引き上げ型SSB変調器120から出力されるLSB信号(図6B)を、信号結合器130にて結合することにより、図6Cに示すようなSSB多重化変調信号が得られる。

このように本実施の形態においては、LSB信号を得るための周波数引き上げ型SSB変調器120は、USB信号を得るための周波数引き上げ型SSB変調器110で用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いてSSB変調を行う。これにより、LSB信号とUSB信号を同一周波数帯域に多重することができる。

ここで本実施の形態の理解のために、図7に示すような一般的な位相偏移型SSB変調器について説明する。ここで図8A～図8Fに、図7の位相偏移型SSB変調器200の動作をスペクトルで示す。変調信号関数として、次式のような複素解析関数をとるならばSSB信号を得ることができる。

$$f(t) = u(t) + ju'(t) \quad \dots\dots\dots (1)$$

ここで(1)式において $u'(t)$ は入力信号 $u(t)$ のヒルベルト変換を表す。

次式のように、図7の上側回路(遅延回路201、バランスドミキサ202)では入力信号 $u(t)$ を搬送波 $\cos \omega_1 t$ と乗算し、下側回路(ヒルベルト変換器203、バランスドミキサ204)では入力信号 $u(t)$ のヒルベルト変換後の信号 $u'(t)$ を搬送波 $\sin \omega_1 t$ と乗算する。

$$\begin{aligned}
 & u(t) \times \cos \omega_1 t \\
 & = u(t) \times \frac{1}{2} (e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}) \\
 & u'(t) \times \sin \omega_1 t \quad \dots\dots\dots (2) \\
 & = u'(t) \times \frac{1}{j2} (e^{j\omega_1 t} - e^{-j\omega_1 t})
 \end{aligned}$$

5

図 8 A は、入力信号 $u(t)$ を偶関数 $V_{\text{even}}(t)$ と奇関数 $V_{\text{odd}}(t)$ の合成で示した場合のスペクトルを示したものである。図 8 B は、入力信号 $u(t)$ のヒルベルト変換出力を入力信号 $u(t)$ の成分である偶関数成分 $V_{\text{even}}(t)$ と奇関数成分 $V_{\text{odd}}(t)$ で表したものである。図 8 C は入力信号 $u(t)$ に $\cos \omega_1 t$ を乗算したものを示し、図 8 D は入力信号 $u(t)$ のヒルベルト変換した $u'(t)$ に $\sin \omega_1 t$ を乗算したものを示したものである。この結果を、次式に示すように合成（ここでは減算）する。

10

15

$$\begin{aligned}
 & u(t) \times \cos \omega_1 t - u'(t) \times \sin \omega_1 t \\
 & = u(t) \times \frac{e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}}{2} - ju'(t) \times \frac{e^{j\omega_1 t} - e^{-j\omega_1 t}}{2} \quad \dots\dots\dots (3) \\
 & = \frac{1}{2} \{ (u(t) - ju'(t)) e^{j\omega_1 t} + (u(t) + ju'(t)) e^{-j\omega_1 t} \} \\
 & = \frac{1}{2} \{ f(t) e^{j\omega_1 t} + f^*(t) e^{-j\omega_1 t} \}
 \end{aligned}$$

(3) 式の結果からも明らかなように、変調されるべき信号 $f(t)$ は搬送周波数 ω_1 による解析信号 $e^{j\omega_1 t}$ の上に乗り、負周波数領域で対をなす搬送周波数 $-\omega_1$ による解析信号 $e^{-j\omega_1 t}$ の上に乗る信号は $f(t)$ と共役の $f^*(t)$ となる。すなわち、スペクトルは周波数軸上で正負対称（線対称）となり SSB となることが証明される。図 8 E は両者の差を表し、USB（上側側波帯 SSB）となっていることを示しており、図 8 F は両者の和を表し、LSB（下側側波帯 SSB）となっていることを示している。

25

ここで図 8 E は図 8 C - 図 8 D で得られる USB を示し、図 8 F は図 8 C + 図 8 D で得られる LSB を示す。また図 8 A ~ 図 8 F では、図 9 A に示すような三角形の記号で偶関数成分を表し、図 9 B に示すような弧状の記号で奇関数

成分を表すものとする。

次に、本実施の形態において必要とする同一周波数上に重畳可能なUSB、LSBの生成について示す。

まず搬送波周波数 ω_1 でのSSB信号 $s_{SSB}(t)$ は以下のようなになる。但しここで
 5 は、変調される元の信号を $m(t)$ とし、 $m(t)$ から生成される解析信号を $f(t)$ で表す。 $f^*(t)$ は $f(t)$ と複素共役の信号とする。これを $m(t)$ で表現したものを $f(t)$ に対しては $m_+(t)$ とし、 $f^*(t)$ に対しては $m_-(t)$ と表す。解析信号は、ヒルベルト変換を $H[\]$ で表すとき、 $m(t)$ が正則ならば、

10 $f(t) = m_+(t) = m(t) + jH[m(t)]$ 、および $f^*(t) = m_-(t) = m(t) - jH[m(t)]$ で定義される。また、一般に $H[m(t)] = -jm(t)$ が成り立つ。

これにより、前述のSSBの定義によりUSB信号は、次式で表される。

$$\begin{aligned}
 s_{USB}(t) &= f^*(t)e^{j\omega_1 t} + f(t)e^{-j\omega_1 t} \\
 &= m_-(t)e^{j\omega_1 t} + m_+(t)e^{-j\omega_1 t} \\
 15 \quad &= \{m(t) - jH[m(t)]\}e^{j\omega_1 t} + \{m(t) + jH[m(t)]\}e^{-j\omega_1 t} \quad \dots\dots\dots (4) \\
 &= m(t)(e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}) - jH[m(t)](e^{j\omega_1 t} - e^{-j\omega_1 t}) \\
 &= 2m(t)\cos\omega_1 t + 2H[m(t)]\sin\omega_1 t
 \end{aligned}$$

次にUSBに直交するLSB信号について図6Cを用いて説明する。図6Cは、SSB-QPSK方式の複素周波数領域における概念図を示し、USBが
 20 実平面内、LSBが虚軸平面内に配置されている。同じ帯域の中にUSBとLSBを直交配置するためには、一方を虚数軸空間に置かなければならない。図6CではUSBを実軸に、LSBを虚数軸に置いている。虚数軸空間への置き方は、虚数ここでは j を乗算することで可能にする。また、USBに対して解析信号の位相空間での回転方向を逆にすることから、変調周波数の $e^{j\omega_1 t}$ 、 $e^{-j\omega_1 t}$
 25 と解析信号 $f(t)$ 、 $f^*(t)$ の組み合わせをUSBと逆にする必要がある。したがって具現化する数式は、次式となる。

$$\begin{aligned}
s_{LSB}(t) &= -jf(t)e^{j\omega_1 t} + jf^*(t)e^{-j\omega_1 t} \\
&= H[f(t)]e^{j\omega_1 t} - H[f^*(t)]e^{-j\omega_1 t} \\
&= -jm_+(t)e^{j\omega_1 t} + jm_-(t)e^{-j\omega_1 t} \\
5 \quad &= -j\{m(t) + jH[m(t)]\}e^{j\omega_1 t} + j\{m(t) - jH[m(t)]\}e^{-j\omega_1 t} \\
&= H[m(t)](e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}) - jm(t)(e^{j\omega_1 t} - e^{-j\omega_1 t}) \\
&= 2H[m(t)]\cos\omega_1 t + 2m(t)\sin\omega_1 t \quad \dots\dots\dots(5)
\end{aligned}$$

次に上記の式を用いて、USBとLSBを同一周波数帯域に重ねるために、USBを $\omega_0/2$ だけ周波数を下げ、LSBを $\omega_0/2$ だけ周波数を上げる。このと

10 き、USB信号は、次式で表される。

$$\begin{aligned}
s_{USB}(t) &= m_+(t)e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + m_-(t)e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} \quad \dots\dots\dots(6) \\
&= m(t)\cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + H[m(t)]\sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t
\end{aligned}$$

またLSB信号は、次式で表される。

$$\begin{aligned}
15 \quad s_{LSB}(t) &= -jm_+(t)e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} - jm_-(t)e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} \quad \dots\dots\dots(7) \\
&= H[m(t)]\cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + m(t)\sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t
\end{aligned}$$

ここで、直交化SSBの信号の2入力を $m_1(t)$, $m_2(t)$ とすると、それぞれの解析信号 $m_{1+}(t)$, $m_{1-}(t)$, $m_{2+}(t)$, $m_{2-}(t)$ は、次式のように表すことができる。

$$\begin{aligned}
20 \quad m_{1+}(t) &= m_1(t) + jH[m_1(t)] \\
m_{1-}(t) &= m_1(t) - jH[m_1(t)] \\
m_{2+}(t) &= m_2(t) + jH[m_2(t)] \quad \dots\dots\dots(8) \\
m_{2-}(t) &= m_2(t) - jH[m_2(t)]
\end{aligned}$$

そして $m_1(t)$, $m_2(t)$ をUSB, LSBとする直交化SSB信号 $s_{SSB-QPSK}(t)$ は次式のように表される。

$$\begin{aligned}
25 \quad s_{SSB-QPSK}(t) &= \{m_{1-}(t)e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + m_{1+}(t)e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t}\} - j\{m_{2+}(t)e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} - m_{2-}(t)e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t}\} \\
&= m_1(t)\cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(t)]\sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + H[m_2(t)]\cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + m_2(t)\sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
&\quad \dots\dots\dots(9)
\end{aligned}$$

この式を具現化する回路構成例が、図5に示したものである。USB, LS

Bそれぞれの数式の最後の結果を見れば、本実施の形態の変調系の構成を示す図5と完全に一致していることが理解できる。

上述したように本実施の形態によれば、簡易な構成により、従来の直交変調方式が必要とする周波数帯域幅の範囲内で従来の伝送速度の2倍の伝送速度
5 を得る変調方式を得ることができる。

次に、上述のように本実施の形態の変調方式により形成された変調信号を復調する本実施の形態の復調方式について説明する。

まず、その原理について説明する。SSB信号は同期的に復調できる。例えばUSB信号と $\cos \omega_c t$ との乗算はそのスペクトルを $\pm \omega_c$ 移動したものの
10 になる。この信号を低域フィルタに通すと、必要なベースバンド信号が得られる。これはLSB信号についても同様である。SSB信号の時間領域表現を求めるために、信号 $f(t)$ の解析信号(Pre-envelope (前包絡線))の概念を使う。

図10A～図10Eに、図8Eに示すUSB信号と図8Fに示すLSB信号
15 からなるSSB受信信号を復調する場合における、各処理でのスペクトル配置を示す。ここで図10A～図10Eでは、図8A～図8Fと同様に、図9Aに示すような三角形の記号で偶関数成分を表し、図9Bに示すような弧状の記号で奇関数成分を表すものとする。

SSB信号を受信すると、受信系において以下の数式で示すような動作を行うようにする。まず図10Aに示すUSB信号に対して、次式に示すように $\cos \omega_1 t$ を乗算する。
20

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{2} \{ f(t) e^{j\omega_1 t} + f^*(t) e^{-j\omega_1 t} \} \times \cos \omega_1 t \\
 25 \quad & = \frac{1}{2} \{ f(t) e^{j\omega_1 t} + f^*(t) e^{-j\omega_1 t} \} \times \frac{e^{j\omega_1 t} + e^{-j\omega_1 t}}{2} \quad \dots\dots\dots (10) \\
 & = \frac{1}{2} \{ f(t) e^{j2\omega_1 t} + f^*(t) e^{-j2\omega_1 t} + f(t) + f^*(t) \}
 \end{aligned}$$

これにより、その結果を示す図10Bからも明らかなように、搬送波周波数の2倍に達する高周波成分とベースバンド成分が生成される。

次に搬送波周波数の2倍に達する $\pm 2\omega_1$ の成分をLPFで除去すると、次式のようになり、送信信号が復調される(図10E)。

$$\begin{aligned} 5 \quad & \frac{1}{2} \{f(t)e^{j2\omega_1 t} + f^*(t)e^{-j2\omega_1 t} + f(t) + f^*(t)\} \\ & \rightarrow f(t) + f^*(t) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(11)$$

なお、(11)において、矢印「 \rightarrow 」はフィルタを通すことを示す。すなわち、矢印「 \rightarrow 」の後の数式は、フィルタ通過後の信号を示す。これは、後述する他の式においても同様である。

LSB信号についても同様に、送信信号(図10C)に $\sin \omega_1 t$ を乗算することにより、図10Dに示すようにUSB信号の場合と同様に搬送波周波数の2倍に達する高周波成分とベースバンド成分を生成する。そしてここでもLPFで高域成分を除去する。これにより、図10Eで示すように、送信信号が復調される。これらの処理を数式で表すと、次式のようになる。

$$\begin{aligned} 15 \quad & \frac{1}{2} \{-f^*(t)e^{j\omega_1 t} + f(t)e^{-j\omega_1 t}\} \times \sin \omega_1 t \\ & = \frac{1}{2} \{-f^*(t)e^{j2\omega_1 t} - f(t)e^{-j2\omega_1 t} + f(t) + f^*(t)\} \\ & \rightarrow f^*(t) + f(t) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(12)$$

図11に、本実施の形態の復調装置の構成例を示す。復調装置300は、2基の周波数引き下げ型復調器310、320を有する。復調装置300は、受信した変調信号をバンドパスフィルタ(BPF)301を介して2基の周波数引き下げ型復調器310、320に入力する。

周波数引き下げ型復調器310は、周波数信号源313と乗算器311からなる復調器を有する。周波数引き下げ型復調器310は、入力信号に対して、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ を減じた周波数 $\omega_1 - \omega_0/2$ を持つ周波数信号源313からの余弦波を乗算器311にて乗算する。その出力

がナイキストフィルタ (NFL) 330を通過することにより、元の信号 Bit 1, 3が得られる。

周波数引き下げ型復調器 320は、周波数信号源 322と乗算器 321からなる復調器とを有する。周波数引き下げ型SSB復調器 320は、入力信号に対して、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ を加算した周波数 $\omega_1 + \omega_0/2$ を持つ周波数信号源 322からの余弦波を乗算器 321にて乗算する。その出力がナイキストフィルタ (NFL) 331を通過することにより、元の信号 Bit 2, 4が得られる。

なお、本実施の形態を通して記述するナイキストフィルタは、ナイキスト特性を送受で総合的に得るために、厳密にはルートナイキストロールオフフィルタと定義されるものである。

次に、2系統の信号 Bit 1, 3と信号 Bit 2, 4がパラレルーシリアル変換器 (P/S) 332に入力されることにより、P/S 332から受信データ $f(t)$ が出力される。

次に数式を用いて、図11の復調装置 300を用いれば、USB信号とLSB信号とが直交多重化されてなる図6Cに示すような受信信号（すなわち変調装置 100からの送信信号）から、それぞれの信号を抽出できる理由を説明する。

復調装置 300では、まず、USB上の情報 $m_1(t)$ を得るために周波数引き下げ型SSB復調器 310により、次式に示すように、 $\cos(\omega_1 - \omega_0/2)t$ を乗じる。

$$\begin{aligned}
 & s_{SSB-QPSK}(t) \times \cos\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t \\
 &= \{m_1(t) \cos\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t + H[m_1(t)] \sin\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t + H[m_2(t)] \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t + m_2(t) \sin\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t\} \\
 & \quad \times \cos\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t \\
 &= \frac{1}{2} m_1(t) \{1 + \cos 2\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t\} + \frac{1}{2} H[m_1(t)] \sin 2\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t \\
 & \quad + \frac{1}{2} H[m_2(t)] \cos 2\omega_1 t + \frac{1}{2} [m_2(t)] \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_2(t) \sin 2\omega_1 t + \frac{1}{2} m_2(t) \sin \omega_0 t \quad \dots\dots\dots (13)
 \end{aligned}$$

この出力をLPF 314を通すことにより、次式で示される信号を得ることができる。

$$5 \quad \frac{1}{2}m_1(t) + \frac{1}{2}[m_2(t)]\cos\omega_0t + \frac{1}{2}m_2(t)\sin\omega_0t \quad \dots\dots\dots(14)$$

ここで、信号 $m_1(t)$, $m_2(t)$ はナイキスト波であることを用いる。すなわち、

$$m_1(t) = (-1)^n \frac{\sin\omega_0t}{\omega_0t}, m_2(t) = (-1)^m \frac{\sin\omega_0t}{\omega_0t} \quad (m, n \text{ は整数})$$

を代入すると、次式を得ることができる。

$$10 \quad \frac{1}{2}m_1(t) + \frac{1}{2}(-1)^m \frac{1-\cos\omega_0t}{\omega_0t} \cos\omega_0t + \frac{1}{2}(-1)^m \frac{\sin\omega_0t}{\omega_0t} \sin\omega_0t \quad \dots\dots\dots(15)$$

ここで、シンボル点を示す $t=0$ の値を見ると、次式、

$$\frac{1}{2}m_1(t) + \frac{1}{2}(-1)^m \times 0 \times 1 + \frac{1}{2}(-1)^m \times 0 \times 0 \quad \dots\dots\dots(16)$$

$$15 \quad = \frac{1}{2}m_1(t)$$

となり、 $m_1(t)$ を抽出できる。

同様に、USB上の情報 $m_2(t)$ を得るために周波数引き下げ型SSB復調器310により、次式に示すように、 $\sin(\omega_1 + \omega_0/2)t$ を乗じる。

$$\begin{aligned} 20 \quad & s_{SSB-QPSK}(t) \times \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\ & = \{m_1(t)\cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(t)]\sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + H[m_2(t)]\cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + m_2(t)\sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \\ & \quad \times \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\ & = \frac{1}{2}m_1(t)\sin 2\omega_1t + \frac{1}{2}m_1(t)\sin\omega_0t - \frac{1}{2}[m_1(t)]\cos 2\omega_1t + \frac{1}{2}H[m_1(t)]\cos\omega_0t + \\ 25 \quad & + \frac{1}{2}H[m_2(t)]\sin 2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + \frac{1}{2}m_2(t)\{1 - \cos 2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \\ & \quad \dots\dots\dots(17) \end{aligned}$$

この出力をLPF 315を通すことにより、次式で示される信号を得ることができる。

$$\frac{1}{2} m_1(t) \sin \omega_0 t + \frac{1}{2} H[m_1(t)] \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_2(t) \quad \dots\dots\dots (18)$$

ここで、信号 $m_1(t)$, $m_2(t)$ はナイキスト波であることを用いる。すなわち、

$$m_1(t) = (-1)^n \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t}, m_2(t) = (-1)^m \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t} \quad (m, n \text{ は整数}) \text{ を代入すると、次式を得る}$$

ことができる。

$$5 \quad \frac{1}{2} (-1)^n \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t} \times \sin \omega_0 t + \frac{1}{2} (-1)^n \frac{1 - \sin \omega_0 t}{\omega_0 t} \times \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_2(t) \quad \dots\dots\dots (19)$$

ここで、シンボル点を示す $t = 0$ の値を見ると、次式、

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} (-1)^n \frac{1 - \cos 2\omega_0 t}{2\omega_0 t} - \frac{1}{2} (-1)^n \frac{1 - \cos \omega_0 t}{\omega_0 t} \times \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_2(t) \\ & \rightarrow \frac{1}{2} (-1)^n \times 1 \times 0 - \frac{1}{2} (-1)^n \times 0 \times 1 + \frac{1}{2} m_2(t) \end{aligned}$$

$$10 \quad = \frac{1}{2} m_2(t) \quad \dots\dots\dots (20)$$

となり、 $m_2(t)$ を抽出できる。

なお、一般には L P F の代わりにルートナイキストロールオフフィルタを用いる。この場合には、送信系のナイキストフィルタは同じくルートナイキスト

15 ロールオフフィルタとする。

ここで参考として、図 1 2 に、送信側で用いるヒルベルト変換器の具体的構成例として、I I R 型のデジタルヒルベルトフィルタを示す。ヒルベルト変換の原理について簡単に説明する。スペクトル $M_+(\omega) = M(\omega) u(\omega)$

と $M_-(\omega) = M(\omega) u(-\omega)$ の逆フーリエ変換を $m_+(t)$ と $m_-(t)$

20 とするとき、 $2m_+(t)$ を $m(t)$ の解析信号と呼ぶ。 $|M_+(\omega)|$ と $|M_-(\omega)|$ はそれぞれ ω の偶関数ではないから、 $m_+(t)$ と $m_-(t)$ は複素信号である。さらに $M_+(\omega)$ と $M_-(\omega)$ は共役であるから、 $m_+(t)$ と $m_-(t)$ も共役である。ここで $m_h(t)$ は $m(t)$ のヒルベルト変換であり、

次式で表される。

25 $m_h(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{m(\alpha)}{t - \alpha} d\alpha \quad \dots\dots\dots (21)$

かくして本実施の形態においては、第 1 及び第 2 の周波数引き上げ型 S S B

変調器 110、120 を設け、SSB 変調器 110、120 の搬送周波数をシンボル速度の逆数（すなわち入力シンボルの基本周波数）に相当する周波数だけ差をもつようにし、かつ高い搬送周波数に設定した SSB 変調器 120 から LSB 信号を得ると共に低い搬送周波数に設定した SSB 変調器 110 から USB 信号を得、この LSB 信号と USB 出力の和を変調出力とする構成を採る。これにより、I 軸信号と Q 軸信号を SSB 化させることによりそれぞれの側帯波幅を元の側帯波の 2 倍である元の両側波帯 BW1 にまで拡張し（図 4 C）、さらに LSB 信号を形成する際に USB 信号を形成する際に用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いて SSB 変調するので、LSB 信号と USB 信号を同一周波数上に多重化することができ（図 4 D）、2 倍の伝送速度を可能にしながらも与えられた周波数帯域幅のままの変調信号を得ることができる。この結果、従来の直交変調方式が必要とする周波数帯域幅の範囲内で、従来の直交変調方式のもつ信号伝送速度の 2 倍の伝送速度を達成できる変調装置 100 を実現できる。

また第 1 及び第 2 の周波数引き下げ型復調器 310、320 を設け、復調器 310 の搬送周波数をシンボル速度の逆数（すなわち送信シンボルの基本周波数）に相当する周波数だけ差をもつようにし、かつ高い搬送周波数に設定した復調器 320 から LSB 信号を得ると共に低い搬送波周波数に設定した復調器 310 から USB 信号を得るようにしたことにより、USB 信号と LSB 信号とが直交多重化されてなる受信信号から、それぞれの信号を抽出できる復調装置を実現できる。

これにより、周波数利用効率を 2 倍に高めることができ、例えば利用ユーザー数を 2 倍程度に高める効果や、既存の周波数割当の中で伝送速度を 2 倍にする効果を得ることができる。

図 13、図 14 及び図 15 に、本実施の形態の変調装置 100 及び復調装置 300 を用いた場合のシミュレーション結果を示す。本発明の目的は周波数利用効率の改善にある。したがって第 1 に確認すべきことは帯域幅が確実に目的

を満たすか否かにある。図13はI-Q軸の一方を構成するSSB出力で、下側帯幅(LSB)である。-3dB帯域幅が0.5Hzであることが分かる。また-50dB減衰までの帯域幅が1Hzに抑えられる。図14はI、QそれぞれからのUSBとLSBを同一の帯域に重ねたもので、1Hzの帯域に入っていることが確認できる。

次に確認すべきことは、本発明での提案方式の通信品質が16QAMより優れていることである。図15は、AWGN(Additive White Gaussian Noise)環境下でのBER(Bit Error Rate)対S/N(S/N比)を示すものである。図15からも明らかなように、本実施の形態の変調装置100、復調装置300を用いれば、QPSKとほぼ同等のBERを得ることができ、同等の伝送速度をもつ16QAMに対しては 10^{-2} 点でも4dB以上のS/N特性を得ることができる。

なおこの実施の形態では、周波数引き上げ型のSSB変調器として、図5に示すようなヒルベルト変換部を有するSSB変調器110、120を用いて本発明の変調方法を実施する場合について説明したが、本発明を実施するためのSSB変調器の構成はこれに限らない。

要は、第1の入力信号をSSB変調してUSB信号を得る第1の周波数引き上げ型SSB変調器と、第2の入力信号をSSB変調してLSB信号を得る第2の周波数引き上げ型SSB変調器とを用意し、第2の周波数引き上げ型SSB変調器によって、第1の周波数引き上げ型SSB変調器で用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いてSSB変調を行うようにすればよい。

同様に、この実施の形態では、周波数引き下げ型復調器として、図11に示すような復調器310、320を用いて本発明の復調方法を実施する場合について説明したが、本発明を実施するための復調器の構成はこれに限らない。

要は、入力した変調信号を復調して第1の復調信号を得る第1の周波数引き下げ型復調器と、入力した変調信号を復調して第2の復調信号を得る第2の周

波数引き下げ型復調器とを用意し、第2の周波数引き下げ型復調器によって、第1の周波数引き下げ型復調器で用いる搬送波周波数に対して送信シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いて復調を行うようにすればよい。

周波数引き上げ型SSB変調器としては、従来種々のものが提案され実用化
5 されているが、その一例として図16に示すようなものがある。図16のSSB変調器は、バランスドミキサ、ローパスフィルタ、バランスドミキサを2系統設け、入力信号 $X(t)$ を各系統に入力させ、各系統の出力を加減器により加減することによりLSB信号、USB信号を得るものである。ここで一方の系統のバランスドミキサにはコサイン波を入力させ、他方の系統のバランスド
10 ミキサにはサイン波を入力させる。そして各バランスドミキサに入力させるコサイン波、サイン波の周波数 Ω 、 ω を適宜選定することにより、所望帯域のLSB信号、USB信号を得るようにする。

つまり、図5の周波数引き上げ型SSB変調器110、120に代えて、図16に示すような周波数引き上げ型SSB変調器を用いても本発明を実施す
15 ることができる。この際、LSB信号を得るためのSSB変調器が、USB信号を得るためのSSB変調器での搬送波周波数に対して入力シンボル $X(t)$ の基本周波数だけ高い搬送波周波数のLSB信号を得ることができるよう、バランスドミキサに入力させるコサイン波、サイン波の周波数 Ω 、 ω の値を適宜選定すればよい。

20 (実施の形態2)

本実施の形態では、実施の形態1よりもさらに周波数利用効率が向上する変調方式及び復調方式を提案する。

まず、本実施の形態の構成を説明する前に、実施の形態1での信号の配置の仕方と、本実施の形態での信号の配置の仕方を比較する。

25 図17A～図17Cは、実施の形態1での信号の配置の仕方を示すものである。実施の形態1の変調装置100は、第2の周波数引き上げ型SSB変調器120によって図17Aに示すようなスペクトルのLSB信号を得ると共に、

第1の周波数引き上げ型SSB変調器110によって図17Bに示すようなスペクトルのUSB信号を得、これらを結合することで図17Cに示すようなスペクトルの変調信号を得るものである。

これに対して、本実施の形態では、図18に示すようなスペクトルの変調信号（SSB多重化変調信号）を形成することを提案する。図18と図17Cを比較すると明らかなように、本実施の形態（図18）のような信号配置をとることにより、同一の周波数帯域で実施の形態1（図17C）の倍の信号を伝送することが可能となる。

すなわち、実施の形態1は、直交系I軸信号を周波数軸の実軸上のUSB（上側波帯）に配置すると共に、直交系Q軸信号を周波数軸上の虚軸（実軸から $\pi/2$ だけ遅延する系）上のLSB（下側波帯）に配置して、これらを2重化したSSBシステムということができる。

これに加えて、本実施の形態では、I軸上（実軸上）のLSB信号と、Q軸上（虚軸上）のLSB信号を新たに形成し、これらも多重化して伝送するようにする。

図19に、本実施の形態の変調装置400の構成を示す。変調装置400は、入力信号 $v(t)$ を、シリアルーパラレル変換器（S/P）401によって4本の並列信号に分流する。これらの4信号を、 $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ 、 $m_3(t)$ 、 $m_4(t)$ 、と呼ぶこととする。

信号 $m_1(t)$ は、ナイキストフィルタ402を通してLSB変調器（周波数引き上げ型SSB変調器）410に入力される。LSB変調器410は、入力される信号 $m_1(t)$ のナイキスト信号に、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ を加えた周波数 $\omega_1 + \omega_0/2$ を持つ周波数信号源412からの正弦波を乗算器413にて乗算する。また同時に信号 $m_1(t)$ のナイキスト信号をヒルベルト変換器411に通した信号に、上記 $\omega_1 + \omega_0/2$ なる周波数信号源412からの余弦波を乗算器414にて乗算する。次に加算器415にてこの2つの出力の和をとることにより、信号 $m_1(t)$ を載せ搬送周波数を ω_1

21

+ $\omega_0/2$ とする周波数実軸上の LSB 信号 (LSB-I) が得られる。

信号 $m_2(t)$ は、シンボル周期 T の $1/2$ の遅延を与える遅延器 403 及びナイキストフィルタ 404 を通して LSB 変調器 (周波数引き上げ型 SSB 変調器) 420 に入力される。LSB 変調器 420 は、半シンボル周期分だけ
5 遅延された信号 $m_2(t)$ のナイキスト信号に、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ を加えた周波数 $\omega_1 + \omega_0/2$ を持つ周波数信号源 422 からの余弦波を乗算器 424 にて乗算する。また同時に半シンボル周期分だけ遅延された信号 $m_2(t)$ のナイキスト信号をヒルベルト変換器 421 に通した信号に、上記 $\omega_1 + \omega_0/2$ なる周波数信号源 422 からの正弦波を乗算器 423 に
10 て乗算する。次に加算器 425 にてこの 2 つの出力の和をとることにより、信号 $m_2(t)$ を載せ搬送周波数を $\omega_1 + \omega_0/2$ とする周波数虚軸上の LSB 信号 (LSB-Q) が得られる。

信号 $m_3(t)$ は、シンボル周期 T の $1/2$ の遅延を与える遅延器 405 及びナイキストフィルタ 406 を通して USB 変調器 (周波数引き上げ型 SSB 変調器) 430 に入力される。USB 変調器 430 は、半シンボル周期分だけ
15 遅延された信号 $m_3(t)$ のナイキスト信号に、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ を減じた周波数 $\omega_1 - \omega_0/2$ を持つ周波数信号源 432 からの正弦波を乗算器 433 にて乗算する。また同時に半シンボル周期分だけ遅延された信号 $m_3(t)$ のナイキスト信号をヒルベルト変換器 431 に通した信号に、上記 $\omega_1 - \omega_0/2$ なる周波数信号源 432 からの余弦波を乗算器 434 に
20 て乗算する。次に加算器 435 にてこの 2 つの出力の和をとることにより、信号 $m_3(t)$ を載せ搬送周波数を $\omega_1 - \omega_0/2$ とする周波数実軸上の USB 信号 (USB-I) が得られる。

信号 $m_4(t)$ は、ナイキストフィルタ 407 を通して USB 変調器 (周波数引き上げ型 SSB 変調器) 440 に入力される。USB 変調器 440 は、入力される信号 $m_4(t)$ のナイキスト信号に、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ を減じた周波数 $\omega_1 - \omega_0/2$ を持つ周波数信号源 442 からの余
25

弦波を乗算器 4 4 4 にて乗算する。また同時に信号 $m_4(t)$ のナイキスト信号をヒルベルト変換器 4 4 1 に通した信号に、上記 $\omega_1 - \omega_0 / 2$ なる周波数信号源 4 4 2 からの正弦波を乗算器 4 4 3 にて乗算する。次に加算器 4 4 5 にてこの 2 つの出力の和をとることにより、信号 $m_4(t)$ を載せ搬送周波数を $\omega_1 - \omega_0 / 2$ とする周波数虚軸上の USB 信号 (USB-I) が得られる。

変調装置 4 0 0 は、LSB 変調器 4 1 0 により得た周波数実軸上の LSB 信号 (LSB-I) と、LSB 変調器 4 2 0 により得た周波数虚軸上の LSB 信号 (LSB-Q) とを加算器 4 5 1 で加算する。また USB 変調器 4 3 0 により得た周波数実軸上の USB 信号 (USB-I) と、USB 変調器 4 4 0 により得た周波数虚軸上の USB 信号 (USB-Q) とを加算器 4 5 2 で加算する。さらに、加算器 4 5 1 と加算器 4 5 2 の加算出力を加算器 4 5 3 で加算することにより、最終的な SSB 多重化変調信号を得る。

これにより、変調装置 4 0 0 においては、実施の形態 1 の変調装置 1 0 0 と比較して、周波数帯域幅を広げずに、さらに倍の信号伝送速度を実現することができるようになる。

ここで $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ 、 $m_3(t)$ 、 $m_4(t)$ の変調を式で示す。

LSB 実軸側 (LSB-I) :

$$\begin{aligned}
 s_{LSB-Re}(t) &= m_1(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(T)] \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
 &= \frac{1}{2} m_1(t) \{ e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} + e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} \} - j \frac{1}{2} H[m_1(T)] \{ e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} - e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} \} \\
 &= \frac{1}{2} \{ m_1(t) - jH[m_1(T)] \} e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} + \frac{1}{2} \{ m_1(t) + jH[m_1(T)] \} e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} \\
 &= \frac{1}{2} m_{1-}(t) e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} + \frac{1}{2} m_{1+}(t) e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t}
 \end{aligned}
 \tag{22}$$

L S B 虚軸側 (L S B - Q) :

$$\begin{aligned}
 s_{LSB-Im}(t) &= H[m_2(t)] \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - m_2(t) \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
 &= \frac{1}{2} H[m_2(t)] \{e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} + e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t}\} + j \frac{1}{2} m_2(t) \{e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} - e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t}\} \\
 5 \quad &= j \{m_2(t) - j \frac{1}{2} H[m_2(t)]\} e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} - j \{m_2(t) + j H[m_2(t)]\} e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} \\
 &= j m_{2-}(t) e^{j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} - j m_{2+}(t) e^{-j(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t} \\
 &\dots\dots\dots(23)
 \end{aligned}$$

U S B 実軸側 (U S B - I) :

$$\begin{aligned}
 s_{USB-Re}(t) &= m_3(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - H[m_3(T)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
 10 \quad &= \frac{1}{2} m_3(t) \{e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t}\} + j \frac{1}{2} H[m_3(T)] \{e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} - e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t}\} \\
 &= \frac{1}{2} \{m_3(t) + j H[m_3(T)]\} e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + \frac{1}{2} \{m_3(t) - j H[m_3(T)]\} e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} \\
 &= \frac{1}{2} m_{3+}(t) e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + \frac{1}{2} m_{3-}(t) e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} \\
 &\dots\dots\dots(24)
 \end{aligned}$$

15

U S B 虚軸側 (U S B - Q) :

$$\begin{aligned}
 s_{USB-Im}(t) &= H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
 &= \frac{1}{2} H[m_4(t)] \{e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t}\} - j \frac{1}{2} m_4(t) \{e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} - e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t}\} \\
 20 \quad &= -j \{m_4(t) + j \frac{1}{2} H[m_4(t)]\} e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + j \{m_4(t) - j H[m_4(t)]\} e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} \\
 &= -j m_{4+}(t) e^{j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} + j m_{4-}(t) e^{-j(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t} \\
 &\dots\dots\dots(25)
 \end{aligned}$$

25 これらを総合 (結合) すると、変調出力すなわち加算器 4 5 3 からの出力は次式で与えられる。

$$\begin{aligned}
& s_{SSB-QPSK} \\
& = s_{LSB-Re}(t) + s_{LSB-Im}(t) + s_{USB-Re}(t) + s_{USB-Im}(t) \\
& = m_1(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(T)] \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
& + H[m_2(t)] \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - m_2(t) \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
5 \quad & + m_3(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - H[m_3(T)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
& + H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \quad \dots\dots\dots(26)
\end{aligned}$$

次に、本実施の形態の受信系について説明する。

- 10 図20に、本実施の形態の復調装置の構成例を示す。復調装置500は、2基の周波数引き下げ型復調器510、520を有する。復調装置500は、受信した変調信号をバンドパスフィルタ（BPF）501を介して2基の周波数引き下げ型復調器510、520に入力する。

- 周波数引き下げ型復調器510は、周波数信号源514と、乗算器511、
 15 512と、 $\pi/2$ 移相器513とを有する。周波数引き下げ型復調器510は、入力信号に対して、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ を加えた周波数 $\omega_1 + \omega_0/2$ を持つ周波数信号源514からの正弦波を乗算器511にて乗算する。また周波数信号源514からの余弦波を乗算器512にて乗算する。各乗算器511、512の出力は、ナイキストフィルタ（NFL）を通過する
 20 ことにより、信号 $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ が復元される。

- 周波数引き下げ型復調器520は、周波数信号源524と、乗算器521、
 522と、 $\pi/2$ 移相器523とを有する。周波数引き下げ型復調器520は、入力信号に対して、搬送周波数 ω_1 にシンボル周波数 ω_0 の $1/2$ を減じた周波数 $\omega_1 - \omega_0/2$ を持つ周波数信号源524からの正弦波を乗算器521にて
 25 乗算する。また周波数信号源524からの余弦波を乗算器522にて乗算する。各乗算器521、522の出力は、ナイキストフィルタ（NFL）を通過することにより、信号 $m_3(t)$ 、 $m_4(t)$ が復元される。

すなわち、復調装置 500 は、送信された信号に USB、LSB それぞれの搬送波周波数を乗算することで、変調前の元の信号 $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ 、 $m_3(t)$ 、 $m_4(t)$ を復元する。

まず LSB 上の情報 $m_1(t)$ を得るために、次式に示すように $\cos(\omega_1 + \omega_0/2)t$ を乗算する。

$$\begin{aligned}
 & s_{SSB-QPSK} \times \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t \\
 &= \{s_{LSB-Re}(t) + s_{LSB-Im}(t) + s_{USB-Re}(t) + s_{USB-Im}(t)\} \times \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t \\
 &= \{m_1(t) \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t + H[m_1(T)] \sin\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t \\
 &\quad + H[m_2(t)] \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t - m_2(t) \sin\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t \\
 &\quad + m_3(t) \cos\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t - H[m_3(T)] \sin\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t \dots\dots\dots(27) \\
 &\quad + H[m_4(t)] \cos\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t + m_4(t) \sin\left(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}\right)t\} \times \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t
 \end{aligned}$$

まず $m_1(t)$ の抽出について、次式に示すように式を展開する。

$$\begin{aligned}
 & \{m_1(t) \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t + H[m_1(T)] \sin\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t\} \times \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t \\
 &= m_1(t) \cos^2\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t + H[m_1(T)] \sin\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t \dots\dots\dots(28)
 \end{aligned}$$

$$= \frac{1}{2} m_1(t) \{1 + \cos 2\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t\} + \frac{1}{2} H[m_1(T)] \sin 2\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t$$

ここで LPF を通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{2} m_1(t) \{1 + \cos 2\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t\} + \frac{1}{2} H[m_1(T)] \sin 2\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t \\
 & \rightarrow \frac{1}{2} m_1(t) \dots\dots\dots(29)
 \end{aligned}$$

次に干渉波の一つとなる $m_2(t)$ の除去について述べる。

$$\begin{aligned}
 & \{H[m_2(t)] \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t - m_2(t) \sin\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t\} \times \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t \\
 &= H[m_2(t)] \cos^2\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t - m_2(t) \sin\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t \cos\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t \dots\dots\dots(30) \\
 &= \frac{1}{2} H[m_2(t)] (1 + \cos 2\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t) - m_2(t) \sin 2\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t
 \end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} H[m_2(t)] \left(1 + \cos 2\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t - m_2(t) \sin 2\left(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2}\right)t\right) \\ & \rightarrow \frac{1}{2} H[m_2(t)] \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(31)$$

- 5 この信号は $m_1(t)$ と直交するので $m_1(t)$ のサンプリングスロット $t=0$ においては0である。

次に、干渉波の一つとなる $m_3(t)$ の除去について述べる。

$$\begin{aligned} & \{m_3(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - H[m_3(T)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \times \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\ & = m_3(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - H[m_3(T)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \times \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\ 10 & = \frac{1}{2} m_3(t) (\cos 2\omega_1 t + \cos \omega_0 t) - \frac{1}{2} H[m_3(T)] (\sin 2\omega_1 t - \sin \omega_0 t) \\ & \dots\dots\dots(32) \end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} m_3(t) (\cos 2\omega_1 t + \cos \omega_0 t) - \frac{1}{2} H[m_3(T)] (\sin 2\omega_1 t - \sin \omega_0 t) \\ 15 & \rightarrow \frac{1}{2} m_3(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} H[m_3(T)] \sin \omega_0 t \\ & \dots\dots\dots(33) \end{aligned}$$

- この信号は周波数 ω_0 を搬送波とする下側SSBすなわちLSBである。すなわち周波数 ω_0 から下方に向けてナイキスト特性で減衰するスペクトルを有する。したがって次に設けてあるナイキストフィルタにおける0から上方に向けてナイキスト特性を有するフィルタに対しては $\omega_0/2$ 以上で激しい減衰がな
- 20 される。とくにロールオフ率を0にした場合にはナイキストフィルタを通過することはできない。また、一般に実施されているように、ロールオフ率を0にするまでもなく、後段に強固な誤り訂正機能を持たせることでナイキスト帯域幅よりも狭くする通信が多いので、本方式においてもこれを準用することにより
- 25 り信号 $m_3(t)$ は十分に通過が阻止される。

つぎに干渉波の一つとなる $m_4(t)$ の除去について述べる。

$$\begin{aligned}
& \{H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \times \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
& = H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
5 \quad & = \frac{1}{2} H[m_4(t)] (\cos 2\omega_1 t + \cos \omega_0 t) - \frac{1}{2} m_4(t) (\sin 2\omega_1 t - \sin \omega_0 t) \\
& \dots\dots\dots(34)
\end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{2} H[m_4(t)] (\cos 2\omega_1 t + \cos \omega_0 t) - \frac{1}{2} m_4(t) (\sin 2\omega_1 t - \sin \omega_0 t) \\
& \rightarrow \frac{1}{2} H[m_4(t)] \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} m_4(t) \sin \omega_0 t \\
10 \quad & \dots\dots\dots(35)
\end{aligned}$$

この信号は虚数領域において周波数 ω_0 を搬送波とする下側SSBすなわちLSBである。すなわち周波数 ω_0 から下方に向けてナイキスト特性で減衰するスペクトルを有する。したがって次に設けてあるナイキストフィルタにおける0から上方に向けてナイキスト特性を有するフィルタに対しては $\omega_0/2$ 以上

15 で激しい減衰がなされる。とくにロールオフ率を0にした場合にはナイキストフィルタを通過することはできない。また、一般に実施されているように、ロールオフ率を0にするまでもなく、後段に強固な誤り訂正機能を持たせることでナイキスト帯域幅よりも狭くする通信が多いので、本方式においてもこれを準用することにより信号 $m_4(t)$ は十分に通過が阻止される。同時に $m_1(t)$

20 のサンプリングスロット $t=0$ においては第1項の $H[m_4(t)]/2$ が0となるので第1項も第2項も0である。

次に、LSB上の情報 $m_2(t)$ を得るために、次式に示すように $\sin(\omega_1 + \omega_0/2)t$ を乗算する。

$$\begin{aligned}
& s_{SSB-QPSK} \times \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
& = \{s_{LSB-Re}(t) + s_{LSB-Im}(t) + s_{USB-Re}(t) + s_{USB-Im}(t)\} \times \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
& = \{m_1(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(T)] \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
5 \quad & + H[m_2(t)] \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - m_2(t) \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
& + m_3(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - H[m_3(T)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
& + H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \times \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \dots\dots\dots(36)
\end{aligned}$$

10 まず $m_1(t)$ の排除について次式に示すように式を展開する。

$$\begin{aligned}
& \{m_1(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(T)] \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \times \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
& = m_1(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(T)] \sin^2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
& = \frac{1}{2} m_1(t) \sin 2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + \frac{1}{2} H[m_1(T)] \{1 - \cos 2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \\
15 \quad & \dots\dots\dots(37)
\end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned}
& \frac{1}{2} m_1(t) \sin 2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + \frac{1}{2} H[m_1(T)] \{1 - \cos 2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \\
& \rightarrow \frac{1}{2} H[m_1(T)] \\
& \dots\dots\dots(38)
\end{aligned}$$

20 この信号は $m_2(t)$ と直交するので $m_2(t)$ のサンプリングスロット $t = 0$ においては0である。

次に、 $m_2(t)$ の抽出を行う。

$$\begin{aligned}
& \{H[m_2(t)] \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - m_2(t) \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \times \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
& = H[m_2(t)] \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - m_2(t) \sin^2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
25 \quad & \dots\dots\dots(39) \\
& = \frac{1}{2} H[m_2(t)] \sin 2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - \frac{1}{2} m_2(t) (1 - \cos 2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t)
\end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2} H[m_2(t)] \sin 2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - \frac{1}{2} m_2(t) (1 - \cos 2(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t) \dots\dots\dots(40) \\
 &\rightarrow -\frac{1}{2} m_2(t)
 \end{aligned}$$

5 こうして $m_2(t)$ の抽出を行うことができる。

次に、干渉波の一つとなる $m_3(t)$ の除去について述べる。

$$\begin{aligned}
 &\{m_3(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - H[m_3(T)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \times \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
 &= m_3(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - H[m_3(T)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \times \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
 10 \quad &= \frac{1}{2} m_3(t) (\sin 2\omega_1 t + \sin \omega_0 t) - \frac{1}{2} H[m_3(T)] (\cos 2\omega_1 t - \cos \omega_0 t) \dots\dots\dots(41)
 \end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned}
 &\frac{1}{2} m_3(t) (\sin 2\omega_1 t + \sin \omega_0 t) - \frac{1}{2} H[m_3(T)] (\cos 2\omega_1 t - \cos \omega_0 t) \dots\dots\dots(42) \\
 15 \quad &\rightarrow \frac{1}{2} m_3(t) \sin \omega_0 t + \frac{1}{2} H[m_3(T)] \cos \omega_0 t
 \end{aligned}$$

この信号は虚数領域において周波数 ω_0 を搬送波とする上側SSBすなわちUSBである。すなわち周波数 ω_0 から上方に向けてナイキスト特性で減衰するスペクトルを有する。したがって次に設けてあるナイキストフィルタにより十分に通過が阻止される。同時に $m_2(t)$ のサンプリングスロット $t=0$ においては第2項の $H[m_3(t)]/2$ が0となるので第1項も第2項も0である。

20

次に、干渉波の一つとなる $m_4(t)$ の除去について述べる。

$$\begin{aligned}
 &\{H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \times \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
 &= H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\
 25 \quad &= \frac{1}{2} H[m_4(t)] (\sin 2\omega_1 t + \sin \omega_0 t) + \frac{1}{2} m_4(t) (\cos 2\omega_1 t - \cos \omega_0 t) \dots\dots\dots(43)
 \end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} H[m_4(t)] (\sin 2\omega_1 t + \sin \omega_0 t) + \frac{1}{2} m_4(t) (\cos 2\omega_1 t - \cos \omega_0 t) \\ 5 \quad & \rightarrow \frac{1}{2} H[m_4(t)] \sin \omega_0 t - \frac{1}{2} m_4(t) \cos \omega_0 t \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(44)$$

この信号は周波数 ω_0 を搬送波とする下側SSBすなわちLSBである。すなわち周波数 ω_0 から下方に向けてナイキスト特性で減衰するスペクトルを有する。したがって次に設けてあるナイキストフィルタにおける0から上方に向けてナイキスト特性を有するフィルタに対しては $\omega_0/2$ 以上で激しい減衰が

10 なされる。とくにロールオフ率を0にした場合にはナイキストフィルタを通過することはできない。また、一般に実施されているように、ロールオフ率を0にするまでもなく、後段に強固な誤り訂正機能を持たせることでナイキスト帯域幅よりも狭くする通信が多いので、本方式においてもこれを準用することにより信号 $m_4(t)$ は十分に通過が阻止される。

15 次に、USB上の情報 $m_3(t)$ を得るために、次式に示すように $\cos(\omega_1 - \omega_0/2)t$ を乗算する。

$$\begin{aligned} & s_{SSB-QPSK} \times \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\ & = \{s_{LSB-Re}(t) + s_{LSB-Im}(t) + s_{USB-Re}(t) + s_{USB-Im}(t)\} \times \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\ 20 \quad & = \{m_1(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(T)] \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\ & + H[m_2(t)] \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - m_2(t) \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \quad \dots\dots\dots(45) \\ & + m_3(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - H[m_3(T)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\ 25 \quad & + H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \times \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \end{aligned}$$

まず干渉波となる $m_1(t)$ の除去について述べる。

$$\begin{aligned}
 & \{m_1(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(T)] \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \times \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
 &= m_1(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(T)] \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
 5 \quad &= \frac{1}{2} m_1(t) (\cos 2\omega_1 t + \cos \omega_0 t) + \frac{1}{2} H[m_1(T)] (\sin \omega_1 t + \sin \omega_0 t) \quad \dots\dots\dots(46)
 \end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned}
 & \frac{1}{2} m_1(t) (\cos 2\omega_1 t + \cos \omega_0 t) + \frac{1}{2} H[m_1(T)] (\sin \omega_1 t + \sin \omega_0 t) \quad \dots\dots\dots(47) \\
 & \rightarrow \frac{1}{2} m_1(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} H[m_1(T)] \sin \omega_0 t \\
 10 \quad & \text{この信号は周波数 } \omega_0 \text{ を搬送波とする下側SSBすなわちLSBである。すな} \\
 & \text{わち周波数 } \omega_0 \text{ から下方に向けてナイキスト特性で減衰するスペクトルを有す} \\
 & \text{る。したがって次に設けてあるナイキストフィルタにおける0から上方に向け} \\
 & \text{てナイキスト特性を有するフィルタに対しては } \omega_0/2 \text{ 以上で激しい減衰がな} \\
 & \text{される。とくにロールオフ率を0にした場合にはナイキストフィルタを通過す} \\
 15 \quad & \text{ることはできない。また、一般に実施されているように、ロールオフ率を0に} \\
 & \text{するまでもなく、後段に強固な誤り訂正機能を持たせることでナイキスト帯域} \\
 & \text{幅よりも狭くする通信が多いので、本方式においてもこれを準用することによ} \\
 & \text{り信号 } m_1(t) \text{ は十分に通過が阻止される。}
 \end{aligned}$$

次に、干渉波の一つとなる $m_2(t)$ の除去について述べる。

$$\begin{aligned}
 20 \quad & \{H[m_2(t)] \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - m_2(t) \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \times \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
 &= H[m_2(t)] \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - m_2(t) \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
 &= \frac{1}{2} H[m_2(t)] (\cos 2\omega_1 t + \cos \omega_0 t) - m_2(t) (\sin 2\omega_1 t + \sin \omega_0 t) \quad \dots\dots\dots(48)
 \end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned}
 25 \quad & \frac{1}{2} H[m_2(t)] (\cos 2\omega_1 t + \cos \omega_0 t) - m_2(t) (\sin 2\omega_1 t + \sin \omega_0 t) \quad \dots\dots\dots(49) \\
 & \rightarrow \frac{1}{2} H[m_2(t)] \cos \omega_0 t - m_2(t) \sin \omega_0 t
 \end{aligned}$$

この信号は虚数領域の周波数 ω_0 を搬送波とする下側SSBすなわちLSBである。すなわち周波数 ω_0 から下方に向けてナイキスト特性で減衰するスペクトルを有する。したがって次に設けてあるナイキストフィルタにおける0から
 5 上方に向けてナイキスト特性を有するフィルタに対しては $\omega_0/2$ 以上で激しい減衰がなされる。とくにロールオフ率を0にした場合にはナイキストフィルタを通過することはできない。また、一般に実施されているように、ロールオフ率を0にするまでもなく、後段に強固な誤り訂正機能を持たせることでナイキスト帯域幅よりも狭くする通信が多いので、本方式においてもこれを準用することにより信号 $m_2(t)$ は十分に通過が阻止される。同時に $m_3(t)$ のサ
 10 ンプリングスロット $t=0$ においては第1項の $H[m_2(t)]/2$ が0となるので第1項も第2項も0である。

次に、抽出すべき $m_3(t)$ について述べる。

$$\begin{aligned}
 & \{m_3(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + H[m_3(T)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \times \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
 15 \quad & = m_3(t) \cos^2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + H[m_3(T)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \times \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \quad \dots\dots\dots(50) \\
 & = \frac{1}{2} m_3(t) \{1 + \cos 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} + \frac{1}{2} H[m_3(T)] \sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t
 \end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned}
 20 \quad & \frac{1}{2} m_3(t) \{1 + \cos 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} + \frac{1}{2} H[m_3(T)] \sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \quad \dots\dots\dots(51) \\
 & \rightarrow \frac{1}{2} m_3(t)
 \end{aligned}$$

こうして $m_3(t)$ は抽出される。

次に、干渉波の一つとなる $m_4(t)$ の除去について述べる。

$$\begin{aligned}
 & \{H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \times \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
 25 \quad & = H[m_4(t)] \cos^2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \quad \dots\dots\dots(52) \\
 & = \frac{1}{2} H[m_4(t)] \{1 + \cos 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} - \frac{1}{2} m_4(t) \sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t
 \end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} H[m_4(t)] \{1 + \cos 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} - \frac{1}{2} m_4(t) \sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \quad \dots\dots\dots(53) \\ & \rightarrow \frac{1}{2} H[m_4(t)] \end{aligned}$$

5

この信号は $m_3(t)$ と直交するので $m_3(t)$ のサンプリングスロット $t=0$ においては0である。

次に、LSB上の情報 $m_4(t)$ を得るために、次式のように $\sin(\omega_1 - \omega_0/2)t$ を乗算する。

$$\begin{aligned} & 10 \quad s_{SSB-QPSK} \times \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\ & = \{s_{LSB-Re}(t) + s_{LSB-Im}(t) + s_{USB-Re}(t) + s_{USB-Im}(t)\} \times \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\ & = \{m_1(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(T)] \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\ & \quad + H[m_2(t)] \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - m_2(t) \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \\ & 15 \quad + m_3(t) \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - H[m_3(T)] \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \quad \dots\dots\dots(54) \\ & \quad + H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \times \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \end{aligned}$$

まず $m_1(t)$ の排除について述べる。

$$\begin{aligned} & 20 \quad \{m_1(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(T)] \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \times \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\ & = m_1(t) \cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + H[m_1(T)] \sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\ & = \frac{1}{2} m_1(t) (\sin 2\omega_1 t - \sin \omega_0 t) + \frac{1}{2} H[m_1(T)] (\cos 2\omega_1 t - \cos \omega_0 t) \\ & \quad \dots\dots\dots(55) \end{aligned}$$

25 ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} m_1(t) (\sin 2\omega_1 t - \sin \omega_0 t) + \frac{1}{2} H[m_1(T)] (\cos 2\omega_1 t - \cos \omega_0 t) \quad \dots\dots\dots(56) \\ & \rightarrow -\frac{1}{2} m_1(t) \sin \omega_0 t - \frac{1}{2} H[m_1(T)] \cos \omega_0 t \end{aligned}$$

この信号は虚数領域において周波数 ω_0 を搬送波とする上側SSBすなわちUSBである。すなわち周波数 ω_0 から上方に向けてナイキスト特性で減衰するスペクトルを有する。したがって次に設けてあるナイキストフィルタにより十分に通過が阻止される。同時に $m_4(t)$ のサンプリングスロット $t=0$ においては第2項の $H[m_1(t)]/2$ が0となるので第1項も第2項も0である。

次に、 $m_2(t)$ の排除について次式のように式を展開する。

$$\begin{aligned}
 & \{H[m_2(t)]\cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t - m_2(t)\sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t\} \times \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
 & = H[m_2(t)]\cos(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - m_2(t)\sin(\omega_1 + \frac{\omega_0}{2})t \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
 & = \frac{1}{2}H[m_2(t)](\sin 2\omega_1 t - \sin \omega_0 t) - \frac{1}{2}m_2(t)(\cos 2\omega_1 t - \cos \omega_0 t) \dots\dots\dots(57)
 \end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned}
 & = \frac{1}{2}H[m_2(t)](\sin 2\omega_1 t - \sin \omega_0 t) - \frac{1}{2}m_2(t)(\cos 2\omega_1 t - \cos \omega_0 t) \dots\dots\dots(58) \\
 & \rightarrow -\frac{1}{2}H[m_2(t)]\sin \omega_0 t + \frac{1}{2}m_2(t)\cos \omega_0 t
 \end{aligned}$$

この信号は周波数 ω_0 を搬送波とする上側SSBすなわちUSBである。すなわち周波数 ω_0 から上方に向けてナイキスト特性で減衰するスペクトルを有する。したがって次に設けてあるナイキストフィルタにより十分に通過が阻止される。

次に、干渉波の一つとなる $m_3(t)$ の除去について述べる。

$$\begin{aligned}
 & \{m_3(t)\cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - H[m_3(T)]\sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \times \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\
 & = m_3(t)\cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - H[m_3(T)]\sin^2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \dots\dots\dots(59) \\
 & = \frac{1}{2}m_3(t)\sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - \frac{1}{2}H[m_3(T)](1 - \sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2}))
 \end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned} & \frac{1}{2} m_3(t) \sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t - \frac{1}{2} H[m_3(T)](1 - \sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})) \\ & \rightarrow -\frac{1}{2} H[m_3(T)] \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(60)$$

- 5 この信号は $m_4(t)$ と直交するので $m_4(t)$ のサンプリングスロット $t=0$ においては0である。

次に、 $m_4(t)$ の抽出について述べる。

$$\begin{aligned} & \{H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + m_4(t) \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \times \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \\ 10 \quad & = H[m_4(t)] \cos(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + m_4(t)^2 \sin(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t \quad \dots\dots\dots(61) \\ & = \frac{1}{2} H[m_4(t)] \sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + \frac{1}{2} m_4(t) \{1 - \sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \end{aligned}$$

ここでLPFを通すことで次式を得る。

$$\begin{aligned} 15 \quad & \frac{1}{2} H[m_4(t)] \sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t + \frac{1}{2} m_4(t) \{1 - \sin 2(\omega_1 - \frac{\omega_0}{2})t\} \\ & \rightarrow \frac{1}{2} m_4(t) \end{aligned} \quad \dots\dots\dots(62)$$

こうして $m_4(t)$ の抽出を行うことができる。

以上を総合すれば、信号 $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ 、 $m_3(t)$ 、 $m_4(t)$ を多重化したSSB信号群 $s_{SSB-QPSK} = s_{LSB-Re}(t) + s_{LSB-Im}(t) + s_{USB-Re}(t) + s_{USB-Im}(t)$

- 20 に対して、信号 $m_1(t)$ の抽出においては $\cos(\omega_1 + \omega_0/2)t$ を乗算しLPFで高域不要成分を除去し、サンプリングタイム $t=0$ で信号抽出することが可能である。

- 同様にして、信号 $m_2(t)$ に関しては、 $\sin(\omega_1 + \omega_0/2)t$ による検波で、信号 $m_3(t)$ に関しては、 $\cos(\omega_1 - \omega_0/2)t$ による検波で、
25 信号 $m_4(t)$ に関しては、 $\sin(\omega_1 - \omega_0/2)t$ による検波で、抽出することができる。

(実施の形態3)

実施の形態2において示した純アナログ的復調方式においては、ナイキスト

ロールオフ率ならびにロールオフフィルタに拠るところが大であり、この方法では復調後の信号に干渉波成分の混入が皆無とは言えない面がある。

しかし、受信におけるスペクトルをみれば明らかなように、実施の形態2の変調方式はOFDMのスペクトル配置とまったく同様の位置に片側波帯を置

5 いている。

この点に着目して、本発明の発明者らは、重なり合う隣接スペクトルを完全に除去することはフーリエ変換手段により可能であることを見出した。

本実施の形態では、実施の形態2におけるスペクトル配置でのモデルに対して実施の形態2の復調方式とは異なる復調方式を提案する。

10 図21に、本実施の形態の復調装置600の構成を示す。

復調装置600は、受信信号を帯域フィルタ(BPF)601に入力する。BPF601によって必要な帯域幅のみ通過させられた受信信号は、搬送周波数 ω_1 を発生する周波数信号源605と乗算器602、603と $\pi/2$ 移相器604とからなる直交検波器に入る。

15 これにより、受信信号は、直交検波器によって下側波帯搬送波周波数で検波される。直交検波された信号は、ローパスフィルタ(LPF)606、607を介してアナログーデジタル変換器(A/D)608、609に入力される。

アナログーデジタル変換器(A/D)608、609によって量子化された信号は、高速フーリエ変換(FFT)回路610によってフーリエ変換された後、信号検出器(DET(DETector))611に入力される。そして信号
20 検出器611によって元の信号 $m_1(t)$ 、 $m_2(t)$ 、 $m_3(t)$ 、 $m_4(t)$ が検出される。

ここで低域通過フィルタ(LPF)607でベースバンド帯域に下ろされた信号のスペクトルを、図22B、図22Cに示した。図22A～図22Cはc
25 o s i n e波の側の検波出力(乗算器603の出力)のスペクトル配置を示したものである。具体的には、LSBの搬送波周波数c o s i n e波で検波した場合(乗算器603の出力)のベースバンドスペクトルとそのFFT出力を示

すものである。実周波数面を水平面として、虚数周波数面 ($\pi/2$ 遅れの世界) を垂直面で描いてある。なお図 2 2 A は L S B の搬送波周波数で検波した場合 (乗算器 6 0 3 の出力) のベースバンドスペクトルを示し、図 2 2 B はその F F T 出力の概念を示し、図 2 2 C はエイリアスを含む実際の F F T 出力を示す。

- 5 上述したようにローパスフィルタ (L P F) 6 0 7 からの出力信号は、アナログーデジタル変換器 (A/D) 6 0 9 により量子化された後に、F F T 回路 6 1 0 に入力される。

- このとき、アナログーデジタル変換器 (A/D) 6 0 9 のオーバーサンプリング周波数を、ベースバンド全帯域幅の少なくとも 2 倍とする。通常の O F
- 10 DM においては各サブキャリアの中心本数倍で済むところであるが、本方式ではナイキスト残留対称原理を生かすために少なくともその 2 倍の周波数でサンプリングを行う。本実施の形態では、4 倍以上の速度でサンプリングを行うようになっている。図 2 2 A ~ 図 2 2 C の例をとれば、4 倍の速度でサンプリングを行っている。

- 15 この結果、F F T 回路 6 1 0 からは、図 2 2 B の位置にそれぞれの周波数に対応した信号振幅が得られるが、実際には離散化されているためにエイリアスが生成されて図 2 2 C のような出力を得ることができる。

- 図 2 2 C において信号群 A R 1 は、上側波帯実数部で変調された信号 $m_3(t)$ である。また信号群 A R 2 は下側波帯実数部で変調された信号 $m_1(t)$
- 20 である。信号群 A R 3 は信号群 A R 1 と等しく、エイリアスと考えてよい。

すなわち、信号 $m_1(t)$ と信号 $m_3(t)$ は、両側波帯信号となり、スペクトルが重なり合うにも関わらず、F F T の持つマトリクス演算効果により分離される。さらにナイキスト残留対称原理により例えばロールオフ率 0.5 の場合は中心スペクトルの両隣のスペクトルも完全に自分の情報となる。

- 25 図 2 3 A ~ 図 2 3 C は s i n e 波の側の検波出力 (乗算器 6 0 2 の出力) のスペクトル配置である。具体的には、L S B の搬送波周波数 s i n e 波で検波した場合 (乗算器 6 0 2 の出力) のベースバンドスペクトルとその F F T 出力

を示すものである。実周波数面を水平面として、虚数周波数面（ $\pi/2$ 遅れの世界）を垂直面で描いてある。なお図 2 3 A は L S B の搬送波周波数 $\sin e$ 波で検波した場合（乗算器 6 0 2 の出力）のベースバンドスペクトルを示し、図 2 3 B はその F F T 出力の概念を示し、図 2 3 C はエイリアスを含む実際の F F T 出力を示すものである。

上述したようにローパスフィルタ（L P F）6 0 6 からの出力信号は、アナログーデジタル変換器（A/D）6 0 8 により量子化された後に、F F T 回路 6 1 0 に入力される。アナログーデジタル変換器（A/D）6 0 8 においても、アナログーデジタル変換器（A/D）6 0 9 と同様に、オーバーサンプリング周波数がベースバンド全帯域幅の少なくとも 2 倍に設定されている。

本実施の形態では、4 倍以上のサンプリング周波数でサンプリングを行うようになっている。図 2 3 A ~ 図 2 3 C においても、上述した図 2 2 A ~ 図 2 2 C と同様に 4 倍の速度でサンプリングを行っている。

この結果、F F T 回路 6 1 0 からは、図 2 3 B の位置にそれぞれの周波数に対応した信号振幅が得られるが、実際には離散化されているためにエイリアスが生成されて図 2 3 C のような出力を得ることができる。

図 2 3 C において信号群 A R 4 は、上側波帯虚数部で変調された信号 $m_4(t)$ である。また信号群 A R 5 は下側波帯実数部で変調された信号 $m_3(t)$ である。信号群 A R 6 は信号群 A R 4 と等しく、エイリアスと考えてよい。なお、直交検波部にて $\sin e$ 波により検波した場合には、図 2 3 B、図 2 3 C は偶対称な信号となる。

ここで F F T 回路 6 1 0 による信号の抽出について式で示す。

いま、対象とする信号は有限の制限された帯域内に収容されるものであるので、有限個（ $2M+1$ ）の周波数成分でのみ構成されているものと見なせる。このときこの S S B の多重化された信号は、シンボル周期を共通に持つ周期 T の周期関数 $s(t)$ とすることができる。この周期関数 $s(t)$ を複素フーリエ級数で表現すると次式のようになる。

$$s(t) = \sum_{k=-M}^M c_k e^{jk\omega_0 t} \quad \dots\dots\dots(63)$$

さらに、 $s(t)$ の 1 周期 T を N 分割してサンプリングすると、次式のように離散化した表現となる。

$$s(mT/N) = \sum_{k=-M}^M c_k e^{jk\omega_0 mT/N} \quad \dots\dots\dots(64)$$

- 5 ここで $\omega_0 = 2\pi/T$ を代入すると、次式のように、 ω_0 の支配を受けない形になる。

$$s(mT/N) = \sum_{k=-M}^M c_k e^{j2\pi km/N} \quad \dots\dots\dots(65)$$

さらにフーリエ変換後の ω_0 幅当たりのスペクトル本数を n とすると、次式のように表せる。

$$10 \quad s(mT/N) = \sum_{n=0}^{N-1} c_n e^{j2\pi mn/N} \quad \dots\dots\dots(66)$$

これは N 元 1 次連立方程式を示すことができる。

この有限個の時間信号サンプル値のフーリエ変換を次式で定義する。

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{-j2\pi kn/N} \quad \dots\dots\dots(67)$$

これはマトリックスとして次式のように表わされる。

$$15 \quad \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & e^{-j2\pi/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)/N} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & e^{-j2\pi(N-1)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)(N-1)/N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \vdots \\ s_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \\ \vdots \\ S_{N-1} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(68)$$

このマトリックスは、次式に示すように、両辺に $e^{j2\pi kn/N}$ ($k = 0, 1,$

- 20 $2, \dots, N-1$) を掛けて合計することにより解くことができる。

$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ e^{j2\pi/N} & e^{-j2\pi/N} e^{j2\pi/N} & \dots & e^{-j2\pi/N} e^{j2\pi/N} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ 1 & e^{j2\pi(N-1)/N} & \dots & e^{-j2\pi(N-1)/N} e^{j2\pi(N-1)/N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_0 \\ s_1 \\ \vdots \\ s_{N-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 e^{j2\pi/N} \\ \vdots \\ S_{N-1} e^{j2\pi(N-1)/N} \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots(69)$$

上式により、その解は n 列目以外はすべて 0 となり、 n 列目は各項の指数部が 0 となる。したがって n 列目の和は $N s_n$ となる。

ここで s_n すなわち $s(n)$ は複素信号なので、次式で表す。

$$s(n) = s_{re}(n) + js_{im}(n) \quad \dots\dots\dots(70)$$

- 5 このとき、 $s(n)$ のフーリエ変換 $S(k)$ は、(67) 式より、次式のよ
うに表すことができる。

$$\begin{aligned} S(k) &= S_k = \sum_{n=0}^{N-1} \{s_{re}(n) + js_{im}(n)\} e^{-j2\pi kn/N} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} \{s_{re}(n) + js_{im}(n)\} (\cos(2\pi kn/N) - j \sin(2\pi kn/N)) \\ 10 \quad &= \sum_{n=0}^{N-1} [s_{re}(n) \cos(2\pi kn/N) + s_{im}(n) \sin(2\pi kn/N) \quad \dots\dots\dots(71) \\ &\quad + j\{s_{im}(n) \cos(2\pi kn/N) - s_{re}(n) \sin(2\pi kn/N)\}] \end{aligned}$$

ここで $S(k)$ の実部を $S_{re}(k)$ 、 $S_{im}(k)$ とすると、これらは次式の
ように表すことができる。

$$15 \quad S_{im}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \{-s_{re}(n) \sin(2\pi kn/N) + s_{im}(n) \cos(2\pi kn/N)\} \quad \dots\dots\dots(72)$$

$$S_{re}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \{s_{re}(n) \cos(2\pi kn/N) + s_{im}(n) \sin(2\pi kn/N)\} \quad \dots\dots\dots(73)$$

- この本方式はすべて SSB すなわち解析信号すなわち時間軸上で位相空間
20 を正または負の一方向に回転するもので形成されている。とくにナイキスト残
留対称原理に基づく信号による本方式は、ナイキスト帯域幅内では自信号の回
転は確実に保障される。

- この性質の利点を生かすために本方式では、信号検出器 (DET) 611 に
よって、各搬送波周波数上の信号と USB もしくは LSB の側の隣接周波数上
25 の信号同士の論理積を取る。

図 24 は、信号検出器 (DET) 611 のモデルを示す。信号検出器 (DET)
611 は、それぞれ搬送波周波数の位置の出力データを中心に上下のデー
タとの論理を見ながら信号を判定する。同一の周波数上には I 軸側成分と Q 軸

側成分があり、直交検波から出力された段階では偶関数となる。図24の信号検出器(DET)611はこれを判定して干渉波側すなわち奇関数成分を分離排除する。

この原理を、本発明の変調信号の特性も含めて、さらに詳しく説明する。

- 5 上述したように図22Aは、本実施の形態の復調装置600が復調する変調信号を示すものである。具体的には、変調信号はSSB方式の4種類の信号からなり、図22Aは、これを複素周波数空間に配置した状態を示している。変調信号は、この状態で無線空間を伝送されて受信側に届く。

- 変調系でナイキストロールオフ率 α を0にした場合には、USB側とLSB側10のスペクトルが重なることはない。ナイキストロールオフ率 α を1に近づけるほど、USBとLSBの広帯域成分が重なる。

復調装置600は、図22Aの信号を受けて、シンボル周期の $1/4$ 以上の短いサンプリング周期でサンプリングすることでこの信号を離散化する。

- サンプリング周期をシンボル周期の $1/4$ にした場合、この離散化されたデータ15をFFT回路610に通すと、図22Bに示すようにシンボル周波数の間を4等分した位置に周波数スペクトルを持つ出力が得られる。

- この4等分のそれぞれの位置のスペクトルは、ナイキストロールオフ率 α が0の場合には、低域側の2スペクトルはUSBのものとなり、一方、高域側の2スペクトルはLSBのものとなる。中間のスペクトルはゼロとなる。しかし、20 ナイキストロールオフ率 α が0でない場合には、若干のクロストークが発生し、低域側のスペクトルの中にLSBの成分が入り込むと共に、高域側のスペクトルの中にUSBの成分が入り込む。

ただし、ナイキストの残留対称原理により、相手側に入り込んだスペクトルの量は、自スペクトル側の量を見て容易に推定できる。

- 25 信号検出器(DET)611は、この相手側に入り込んだスペクトル量を修正して除去することにより、干渉のないUSB信号とLSB信号を取り出すものである。同時に、信号検出器(DET)611は、それぞれ複素信号である

USBとLSBを、実数部と虚数部に分離することにより、変調側において複素直交に独立に変調した情報信号を再び元に戻すことで、復調が完了させる。すなわち、信号検出器（DET）611は、複素SSB信号から実数成分と虚数成分を分離するものでもある。

5 図22Cに示したものは、サンプリングにおけるエイリアスの発生を利用する考え方を示したものである。受信側でベースバンド信号帯域まで落とした信号を、上述したようにシンボル周波数の $1/4$ の周期でサンプリングすると、ベースバンド帯域内にスペクトルが生成されるが、同時に低域側にも高域側にもエイリアス成分が発生する。

10 最終的なベースバンド信号に戻す際にFFT出力の示す周波数成分のみの情報で行う方法以外に、このエイリアスを利用してSSBをDSB（Double Side Band）信号にすることにより直接に元のシンボル信号を再生することが可能である。

DSB信号は、中心周波数を軸として低域側と高域側に対称となる信号を必要とするが、図22Bには、帯域制限されたサンプリングでのサンプリング結果しかないので、DSB化することはできない。ここで、サンプリングにおけるエイリアス効果は、USB搬送波とLSB搬送波の間に得られるスペクトル成分を周波数軸上に上下に並行移動してコピーすることで、USB搬送波よりも低域側と、LSB搬送波よりも高域側に、それぞれの搬送波を軸とした上下
20 対称のスペクトル成分を得ることができる。この状態がDSBであり、すなわち元の情報信号成分そのものである。

図24は、このエイリアスを用いてDSB信号化するための信号検出器（DET）611のモデルを示したものである。帯域制限された受信信号からは、限られたスペクトルしか得られないが、並行移動する（エイリアスを利用する）
25 ことでDSB化した信号群が得られることを示している。

図24において、P1、P2はそれぞれLSBとUSBの実軸側の情報を取り出すDSBブロック611aを示したものである。P3はP1のエイリアス

であることを示している。FFT出力の上端もしくは下端の信号がP1、P3の一部の信号で重複できることを示したものである。したがってP1の出力の代わりにP3の出力を用いても同一の結果となる。

同様に、虚軸側の情報を取り出すDSBブロック611bをQ1、Q2、Q
5 3で示している。Q1とQ3の一部の入力信号が重複していることは、P1、P3の説明で述べた理由と同一である。虚軸側の情報は、したがってQ1、もしくはQ3がLSBに相当するDSBで、Q2がUSBに相当するDSBとなる。

以上から、通常のOFDM復調回路に見られるFFTを若干強化したシステムによりOFDMに比較して2倍の情報量を受信復調できることが分かる。
10

本発明は、上述した実施の形態に限定されずに、種々変更して実施することができる。

以上説明したように本発明によれば、簡単な回路構成で、従来の直交変調方式が必要とする周波数帯域幅の範囲内で、従来の直交変調方式と比較して信号
15 伝送速度を格段に向上し得る変調装置を実現できると共に、その変調装置からの変調信号を良好に復調できる復調装置を実現できる。

本明細書は、2003年7月25日出願の特願2003-280519、2003年11月12日出願の特願2003-382324及び2004年4月19日出願の特願2004-151056に基づく。その内容はすべてここ
20 に含めておく。

産業上の利用可能性

本発明は、無線通信における周波数利用率の向上を図る新たな変調方式に関わるものであり、例えば限られた周波数帯域で高速信号伝送が要求される移動
25 通信や無線LAN (Local Area Network) 等に用いられる無線通信機器に広く適用し得る。

請求の範囲

1. 第1の入力シンボルをSSB変調してUSB信号を得る第1
の周波数引き上げ型SSB変調器と、
第2の入力シンボルをSSB変調してLSB信号を得る第2の周波数引き
5 上げ型SSB変調器と、
前記USB信号と前記LSB信号を結合する結合器と、
を具備し、前記第2の周波数引き上げ型SSB変調器は、前記第1の周波数
引き上げ型SSB変調器で用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本
周波数だけ高い搬送波周波数を用いてSSB変調を行う
10 ことを特徴とする変調装置。
2. 入力した変調信号を所定の搬送波周波数の余弦波で復調して
第1の復調信号を得る第1の周波数引き下げ型復調器と、
入力した変調信号を前記第1の周波数引き下げ型復調器で用いた搬送波周
波数よりもシンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数の正弦波で復調して
15 第2の復調信号を得る第2の周波数引き下げ型復調器と
を具備することを特徴とする復調装置。
3. 入力した変調信号を所定の搬送波周波数で直交検波すること
により第1及び第2の検波信号を得る検波器と、
前記第1及び第2の検波信号を、当該検波信号の全帯域幅の4倍以上のオー
20 ーサンプリング周波数で量子化するアナログーデジタル変換器と、
量子化された前記第1及び第2の検波信号をフーリエ変換するFFT回路
と、
前記FFT回路の出力信号に基づき、各搬送波周波数上の信号と、USB又
はLSBの側の隣接周波数上の信号同士を用いて、変調前の信号を検出する信
25 号検出器と
を具備する復調装置。
4. 第1の入力シンボルをSSB変調してUSB信号を得るUS

B信号形成ステップと、

第2の入力シンボルをSSB変調してLSB信号を得るLSB信号形成ステップと、

前記USB信号と前記LSB信号を結合するステップと、

- 5 を含み、前記LSB信号形成ステップでは、前記USB信号形成ステップで用いる搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いてSSB変調を行う

ことを特徴とする変調方法。

5. 変調信号を所定の搬送波周波数の余弦波で復調して第1の復調信号を得る第1の復調ステップと、
- 10

変調信号を前記第1の復調ステップでの搬送波周波数よりもシンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数の正弦波で復調して第2の復調信号を得る第2の復調ステップと

を含むことを特徴とする復調方法。

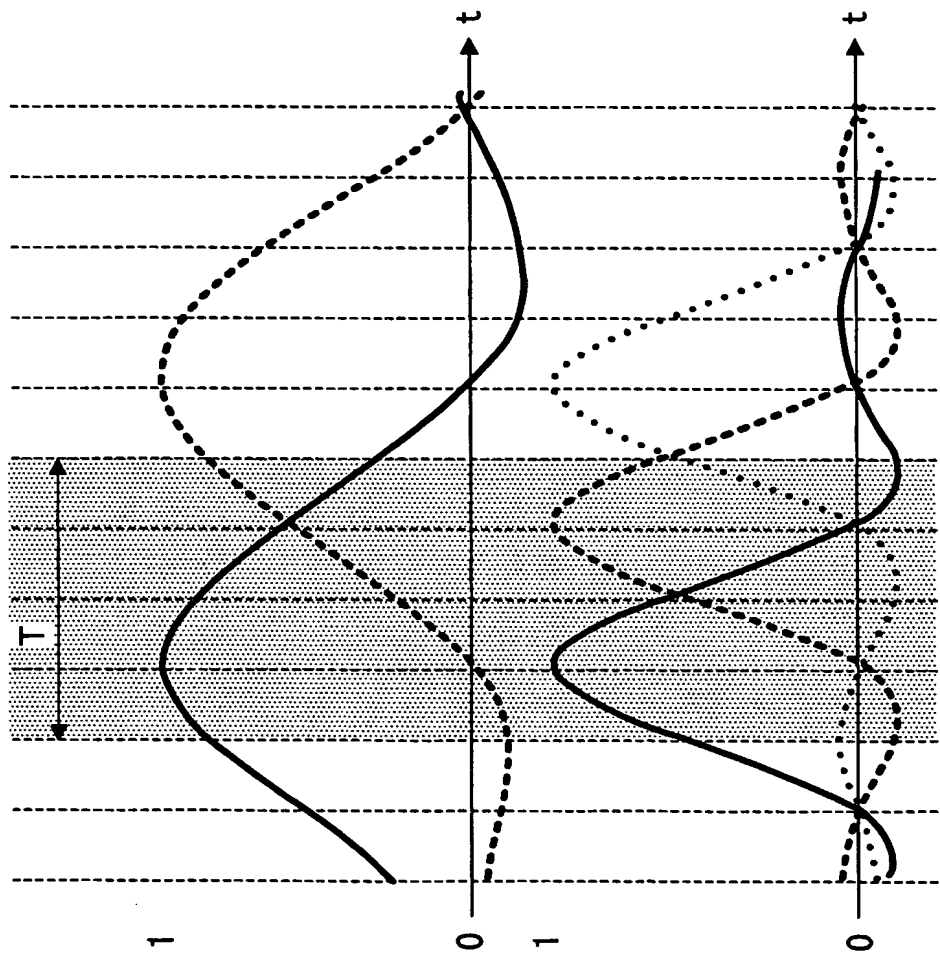
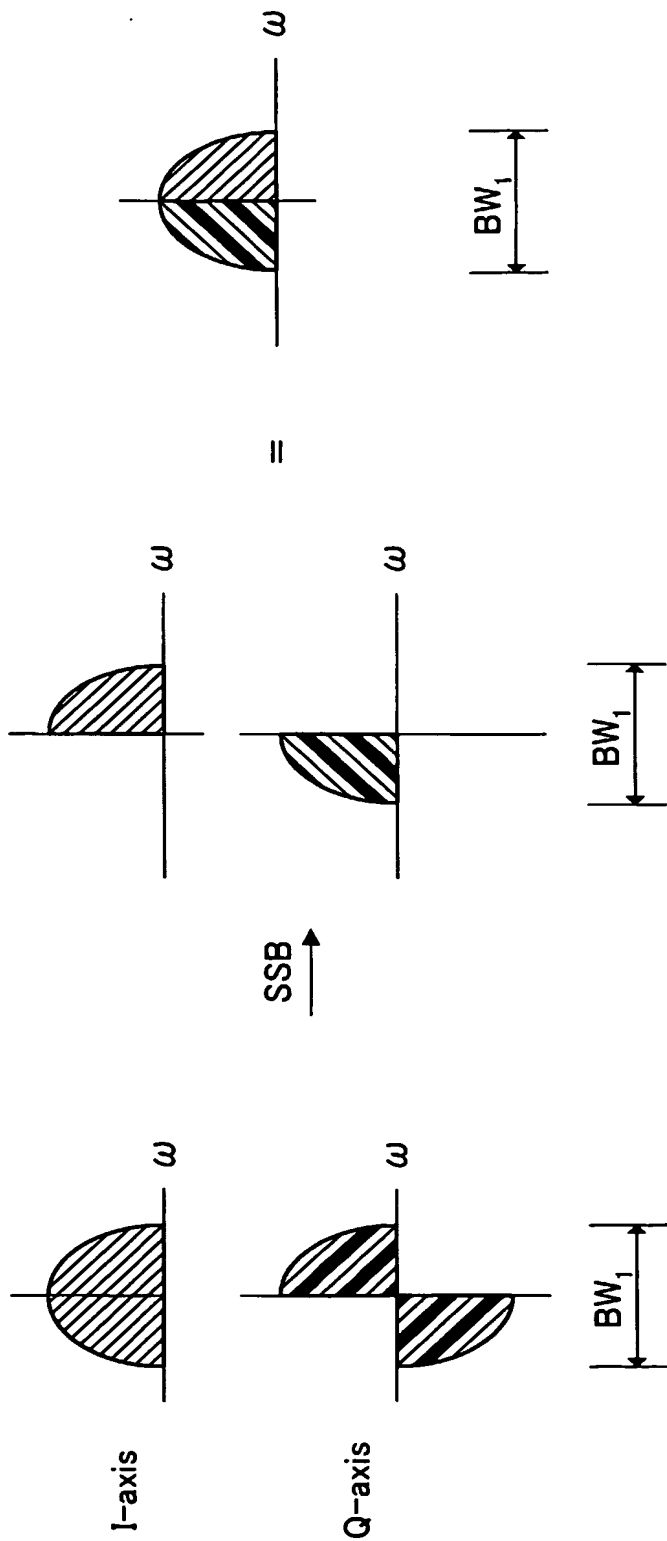


図 1A

図 1B

(PRIOR ART)



2A Basic QPSK

2B SSB QPSK

2C

(PRIOR ART)

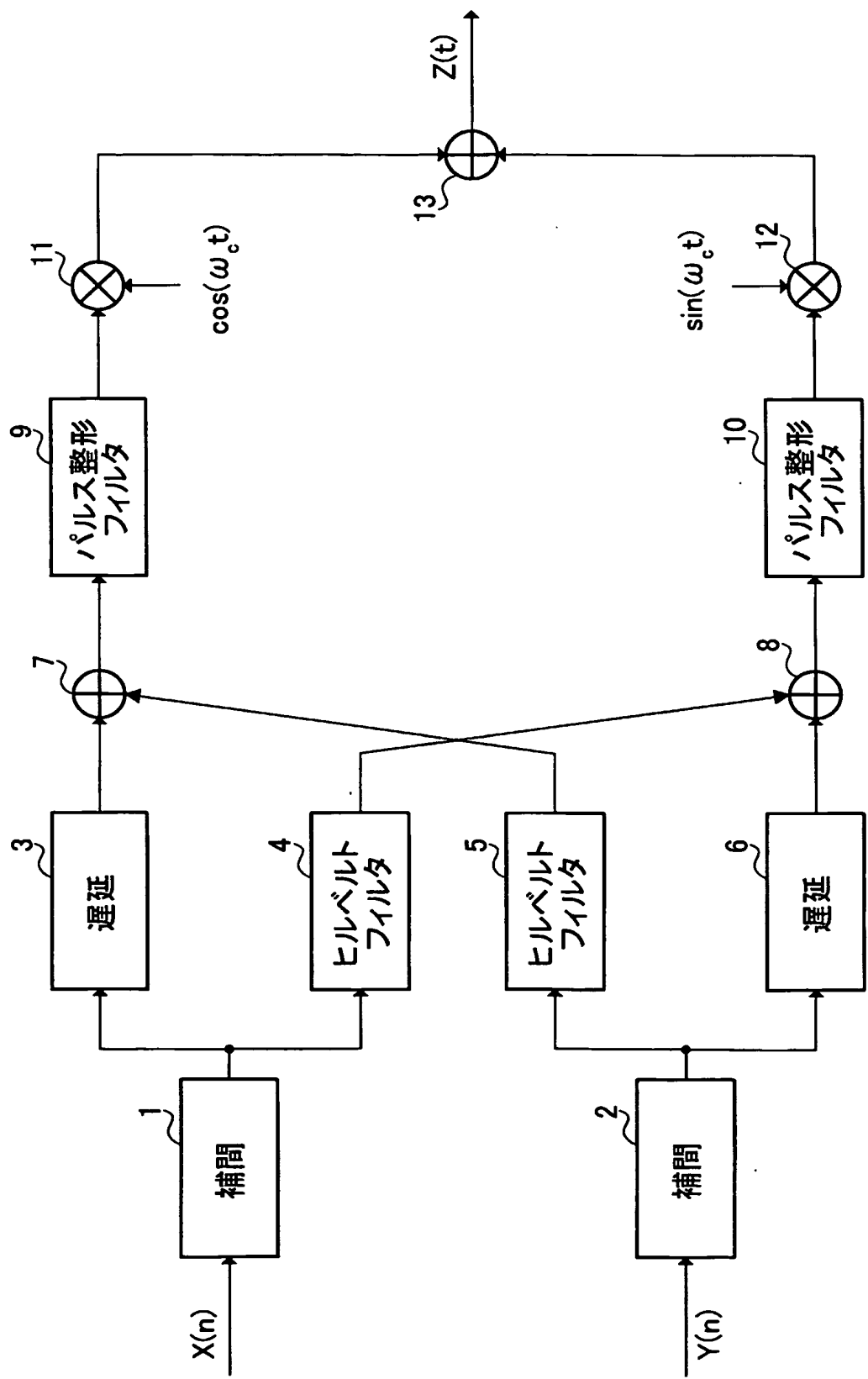


図 3 (PRIOR ART)

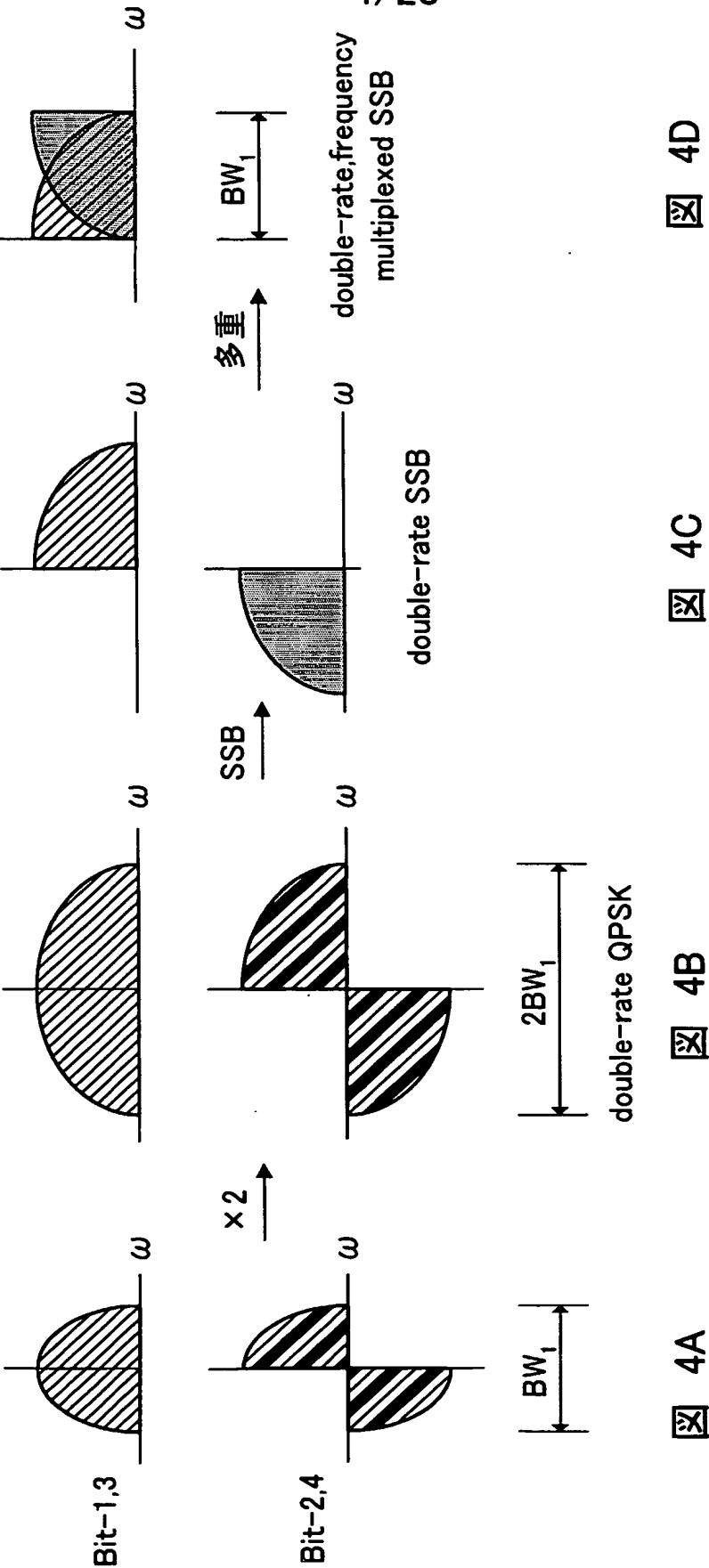


図 4A

図 4B

図 4C

図 4D

5/23

100 変調装置

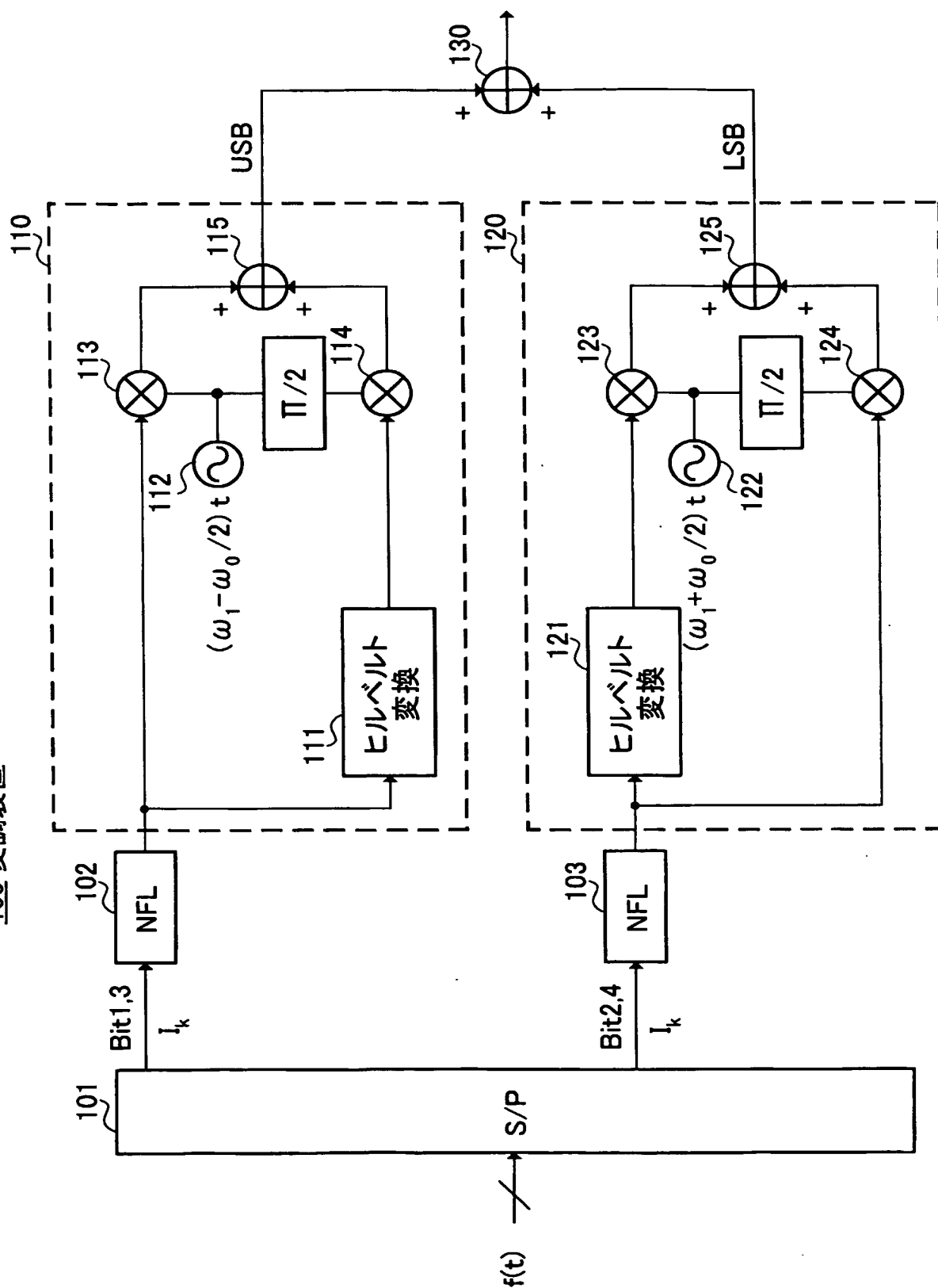


図 5

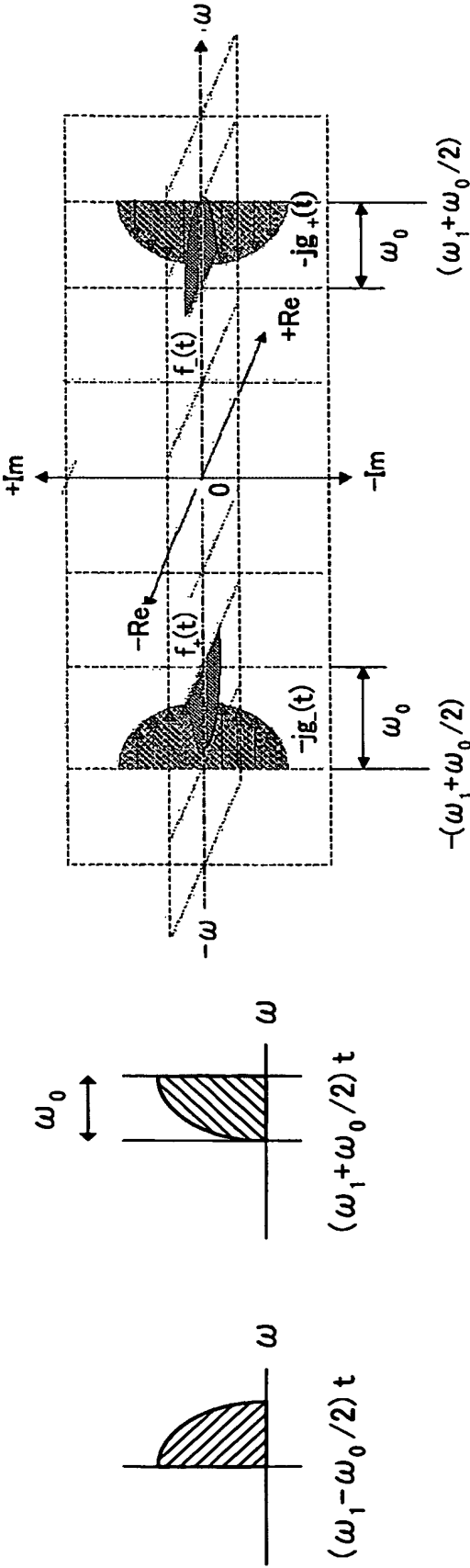


図 6A

図 6B

図 6C

200 位相偏移型SSB変調器

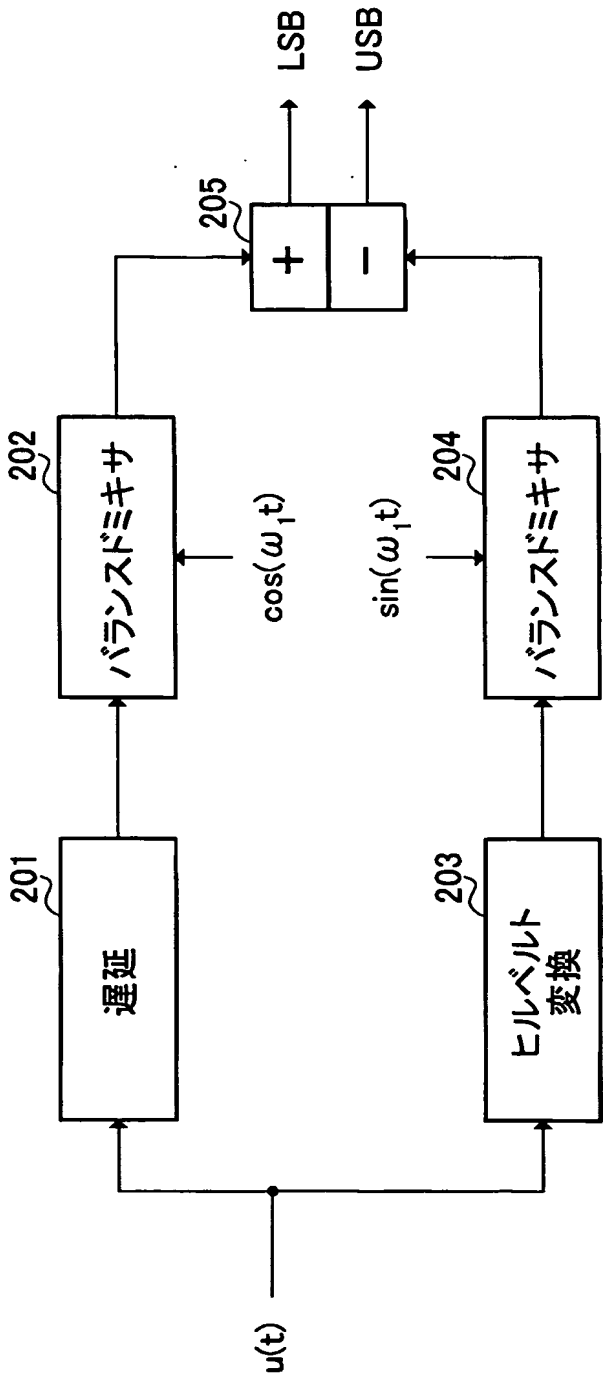


図 7

8/23

図 8A

$$u(t) (= v_{\text{even}}(t) + v_{\text{odd}}(t))$$

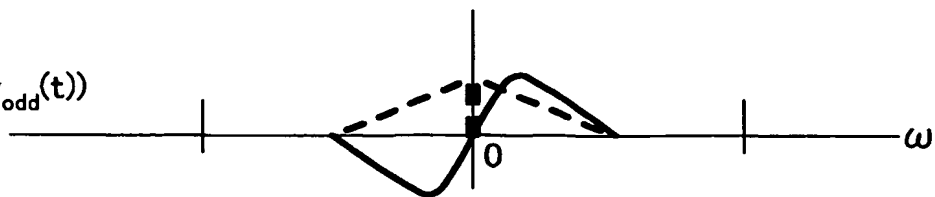


図 8B

$$H[u(t)] (= j \cdot u'(t))$$

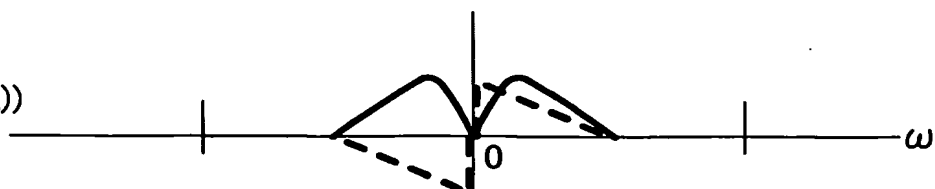


図 8C

$$u(t) \times \cos \omega_1 t$$

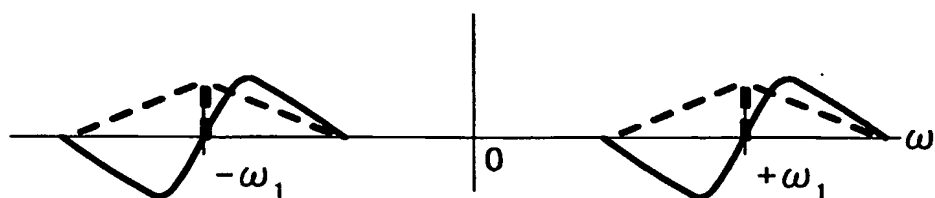


図 8D

$$u'(t) \times \sin \omega_1 t$$

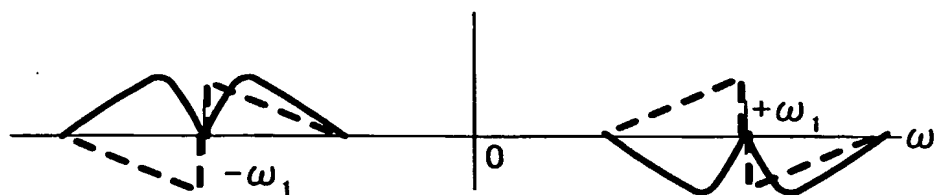


図 8E

$$\begin{aligned} \text{SSB (USB)} = & \\ & u(t) \times \cos \omega_1 t - \\ & u'(t) \times \sin \omega_1 t \end{aligned}$$

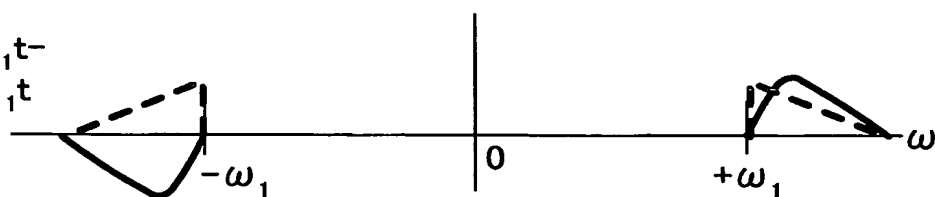


図 8F

$$\begin{aligned} \text{SSB (LSB)} = & \\ & u(t) \times \cos \omega_1 t + \\ & u'(t) \times \sin \omega_1 t \end{aligned}$$

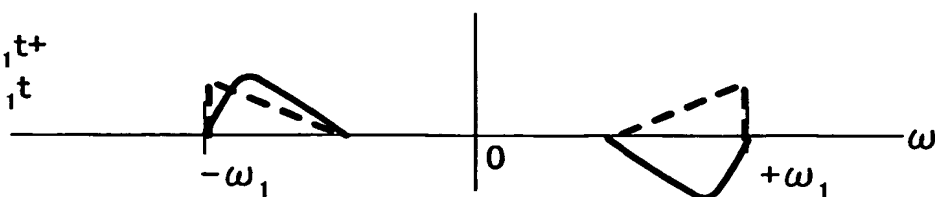


図 9A

$$v_{\text{even}}(t)$$

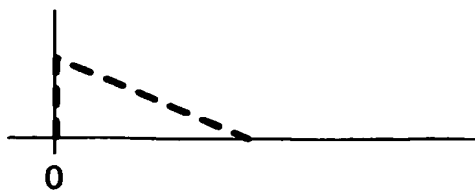
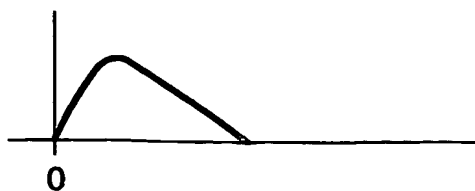
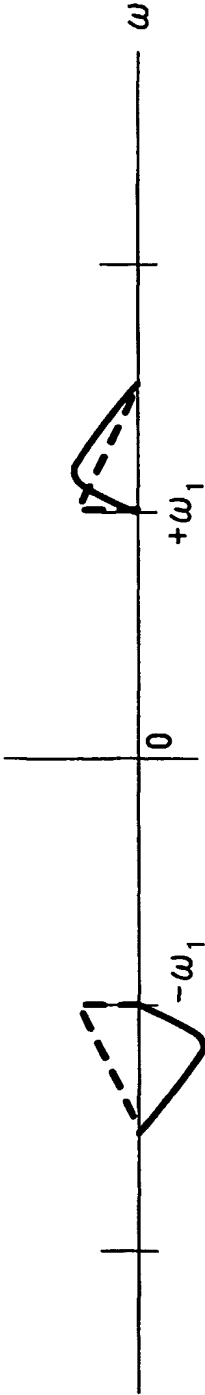


図 9B

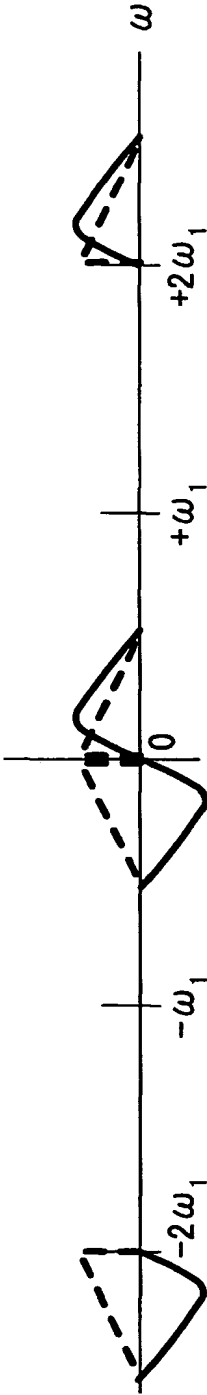
$$v_{\text{odd}}(t)$$



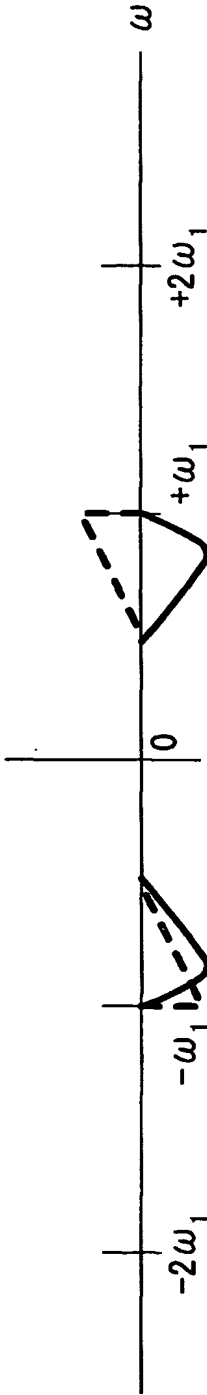
9/23



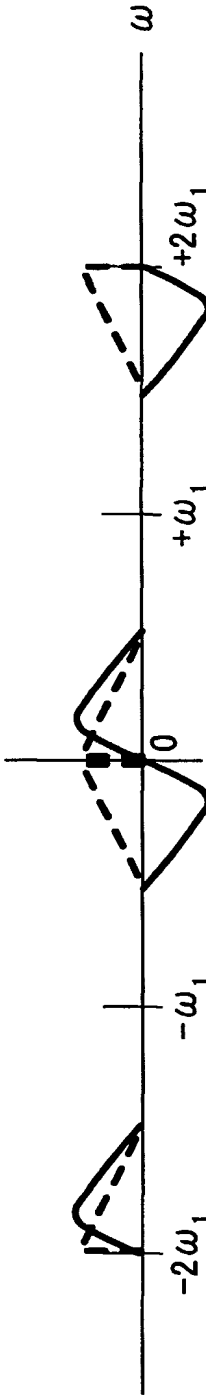
10A
SSB (USB)



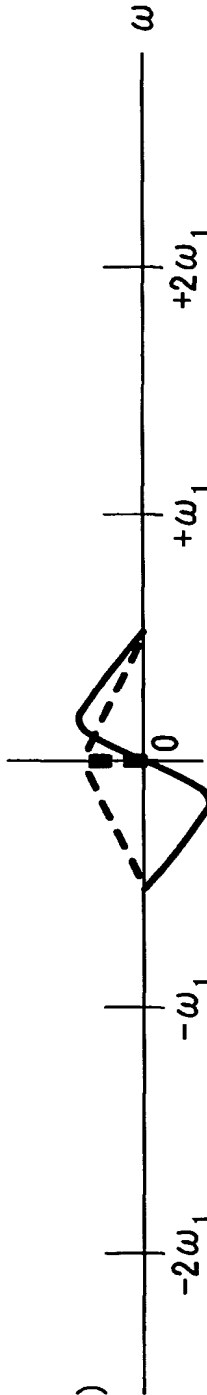
10B
 $\text{USB} \times \cos \omega_1 t$



10C
SSB (LSB)

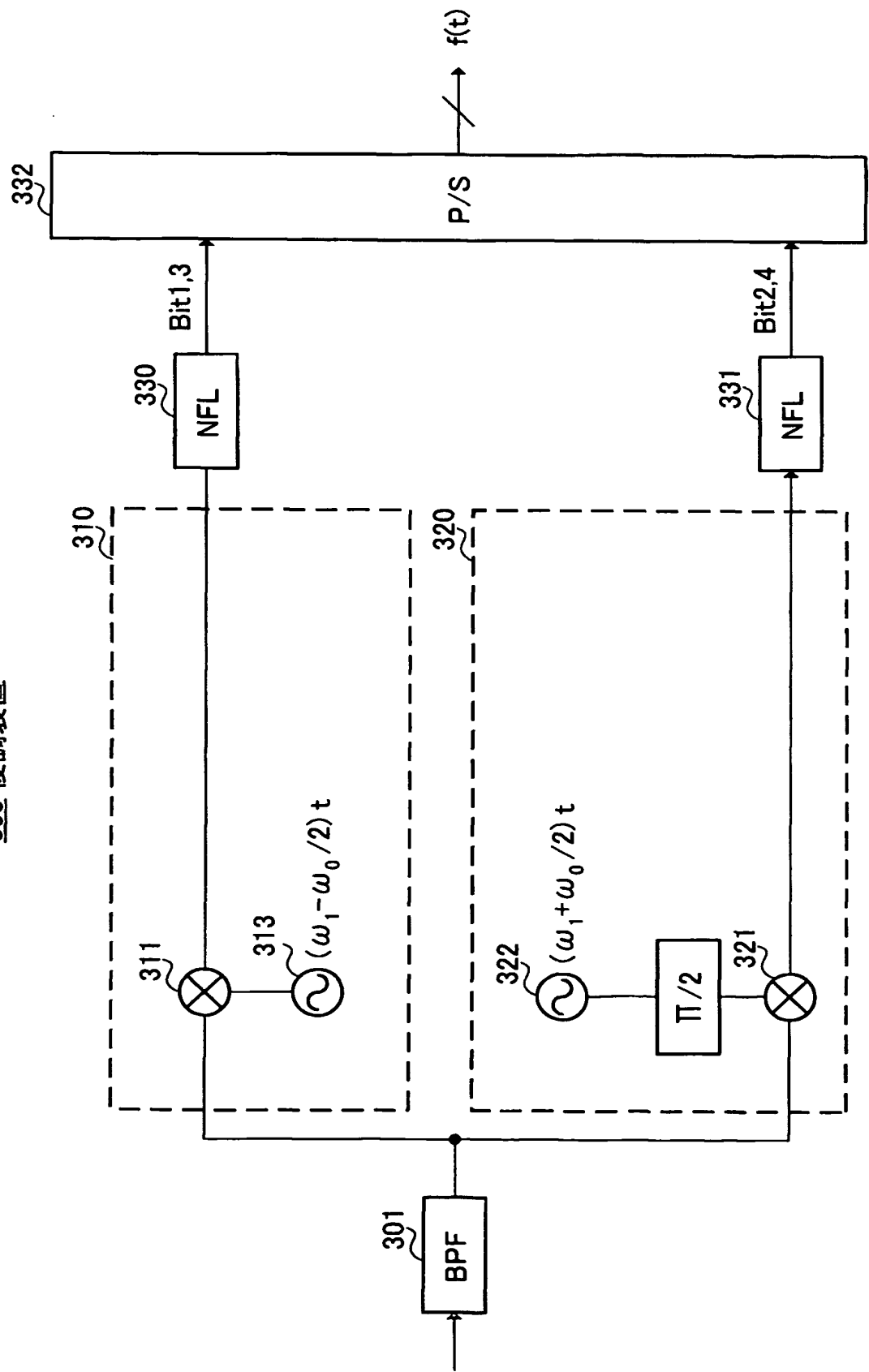


10D
 $\text{LSB} \times \sin \omega_1 t$



10E
After LPF
 $u(t) (= v_{\text{even}}(t) + v_{\text{odd}}(t))$

300 復調装置



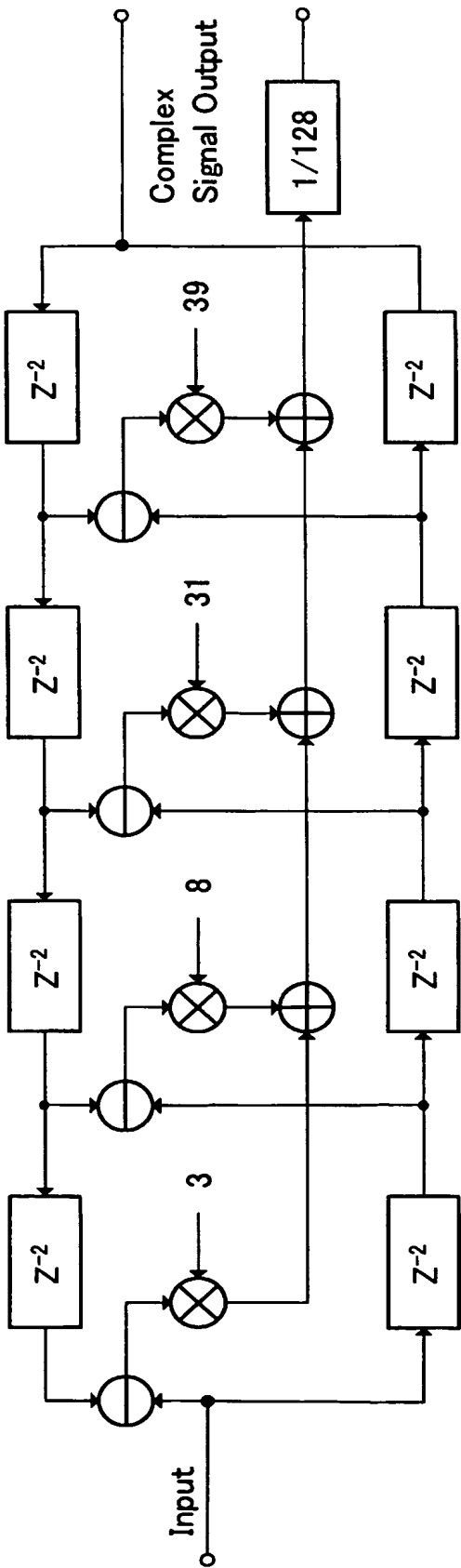


図 12

12/23

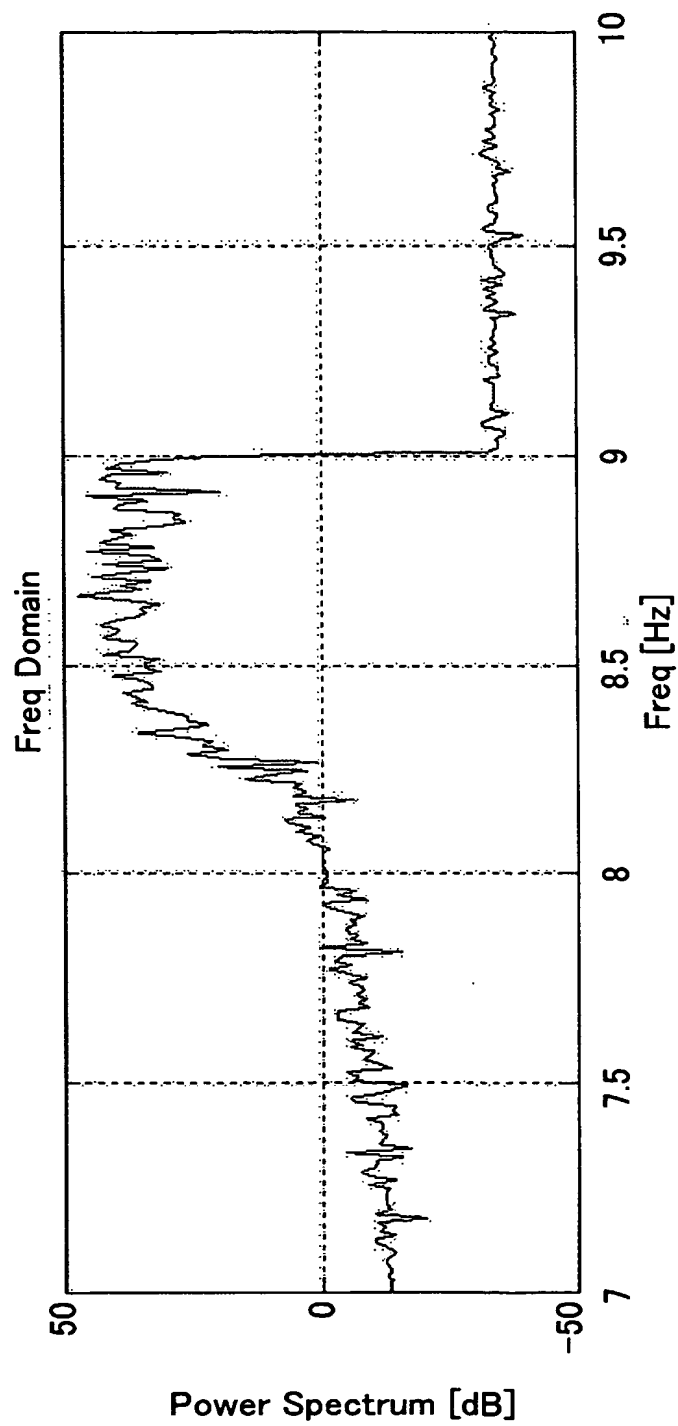


図 13

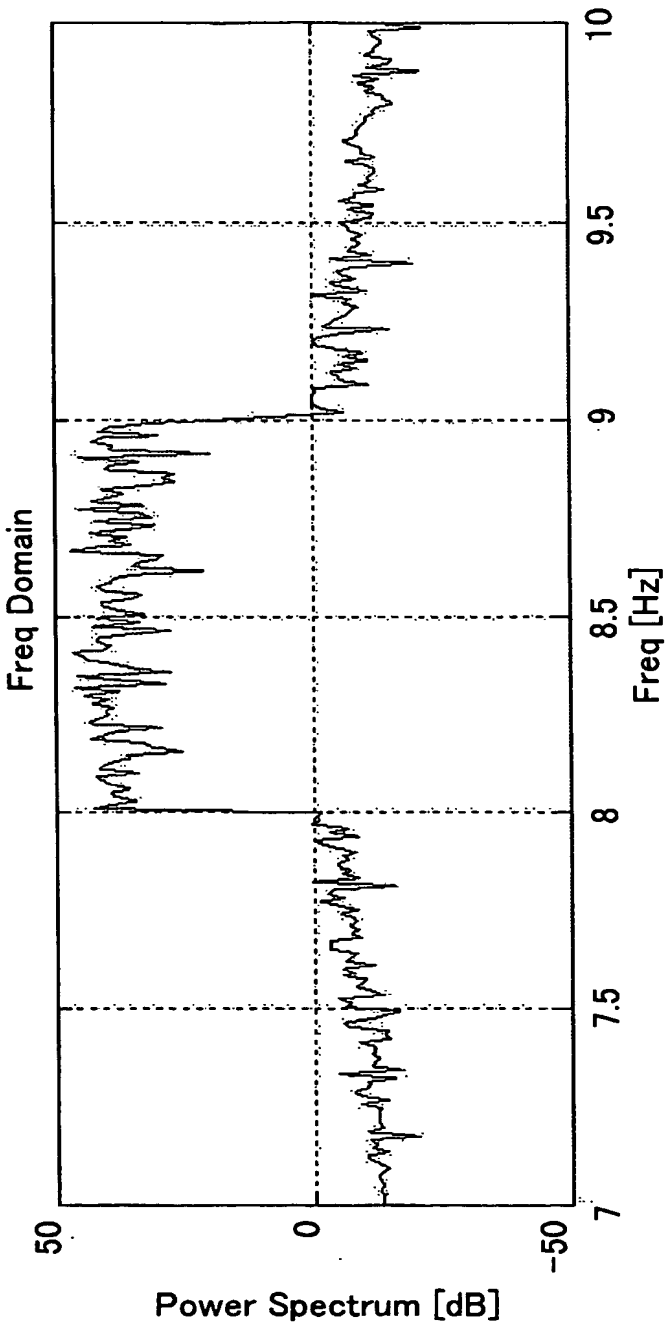


図 14

14/23

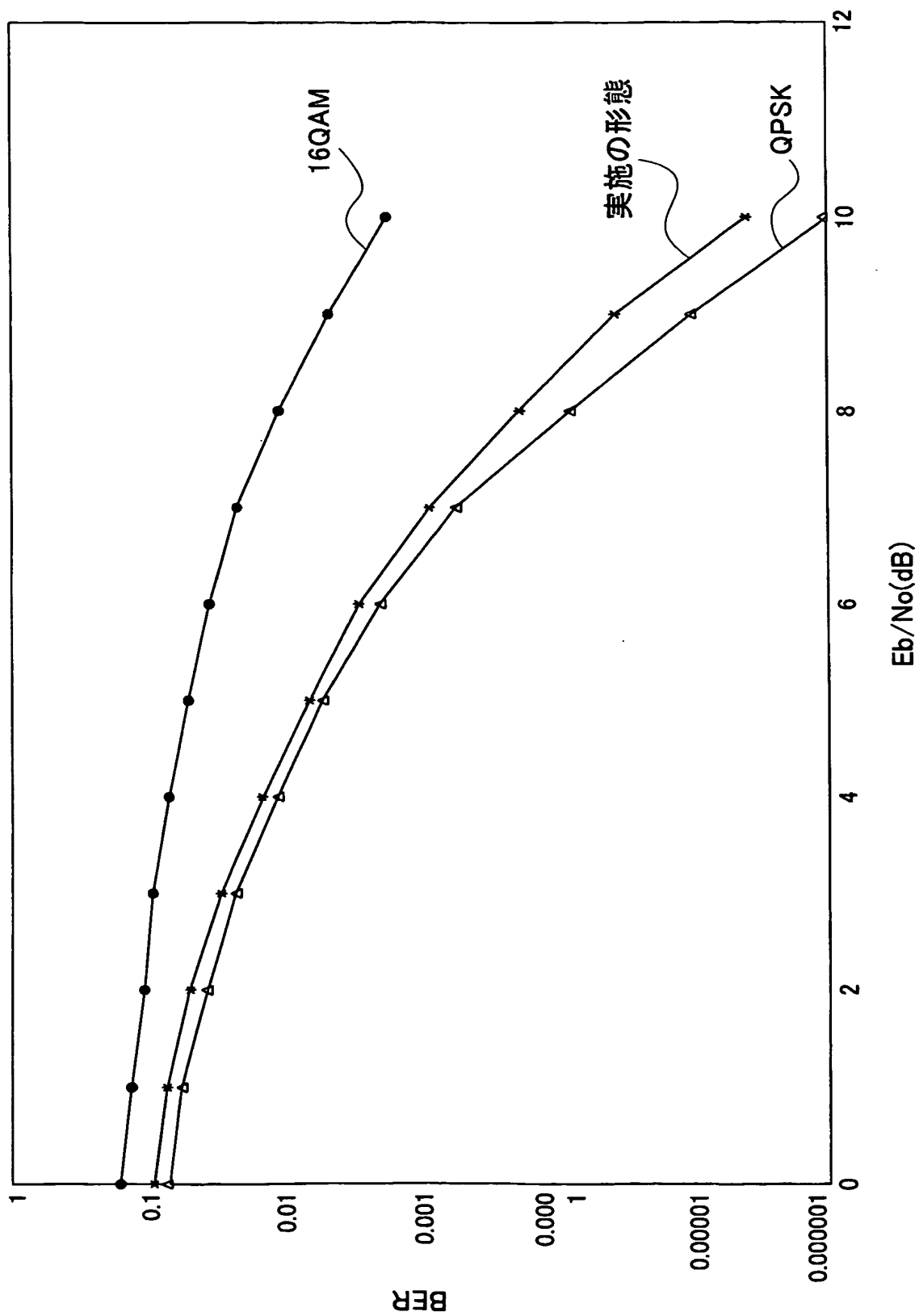


図 15

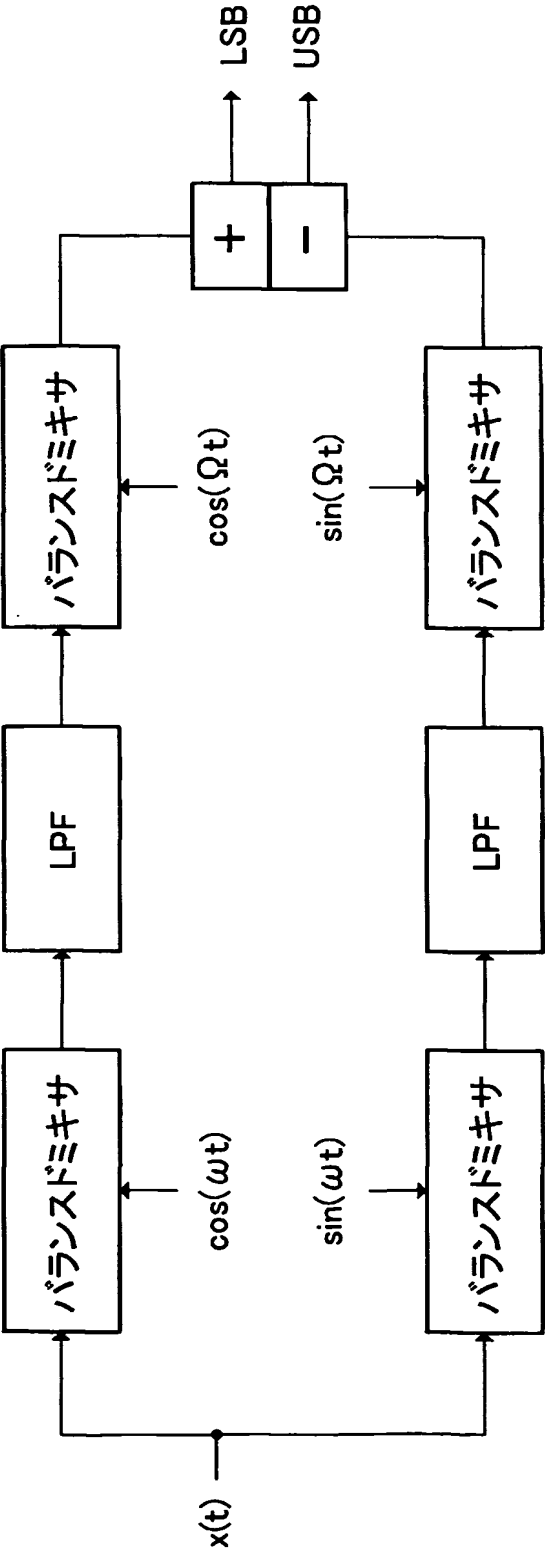


図 16

図 17A

LSB

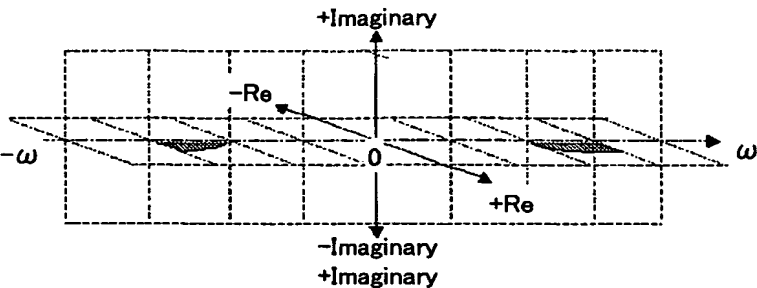


図 17B

USB

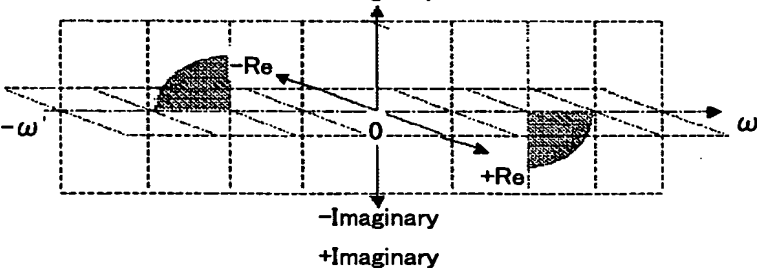
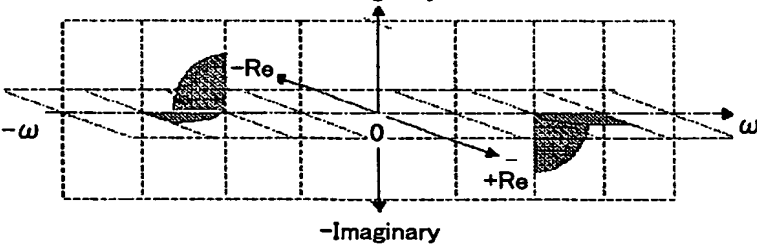


図 17C

LSB
+
USB



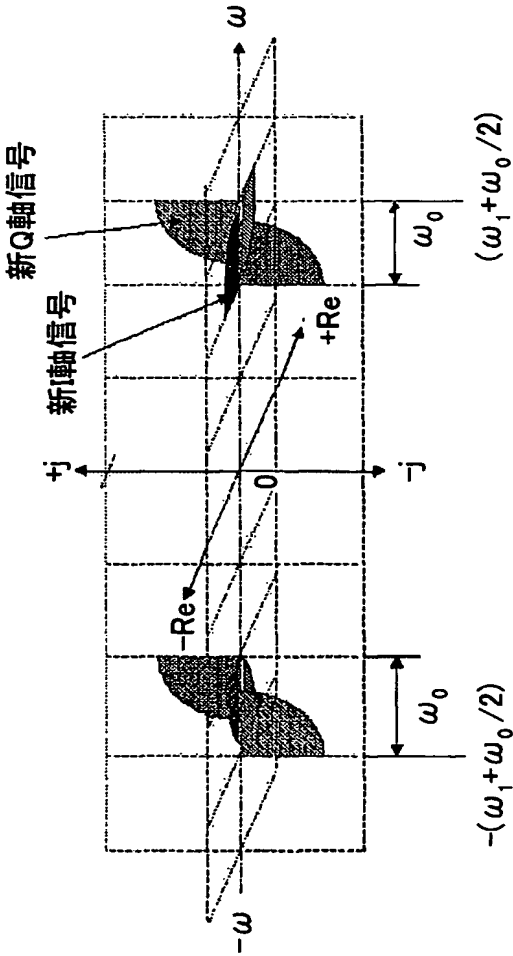


図 18

18/23

400 変調装置

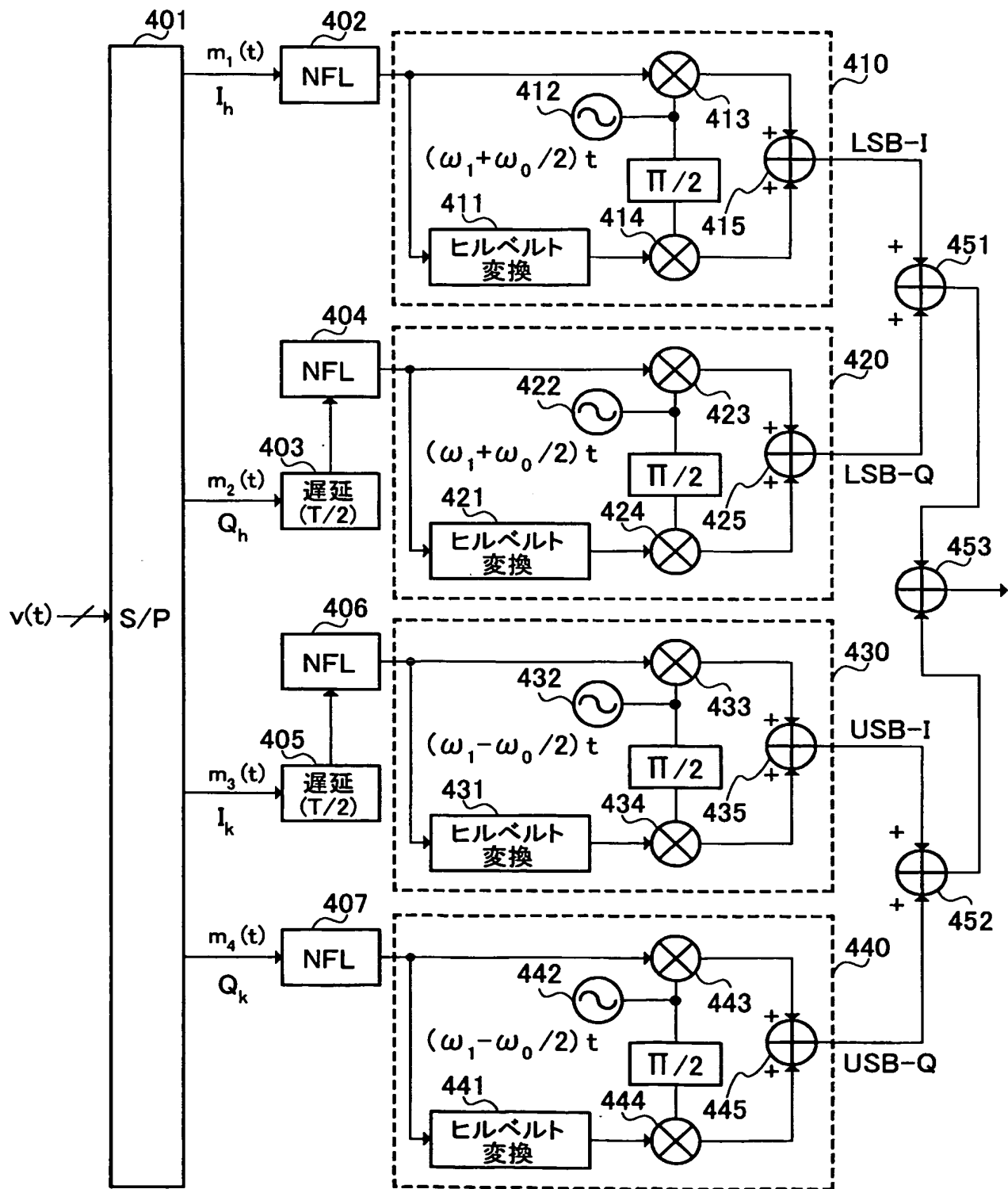


図 19

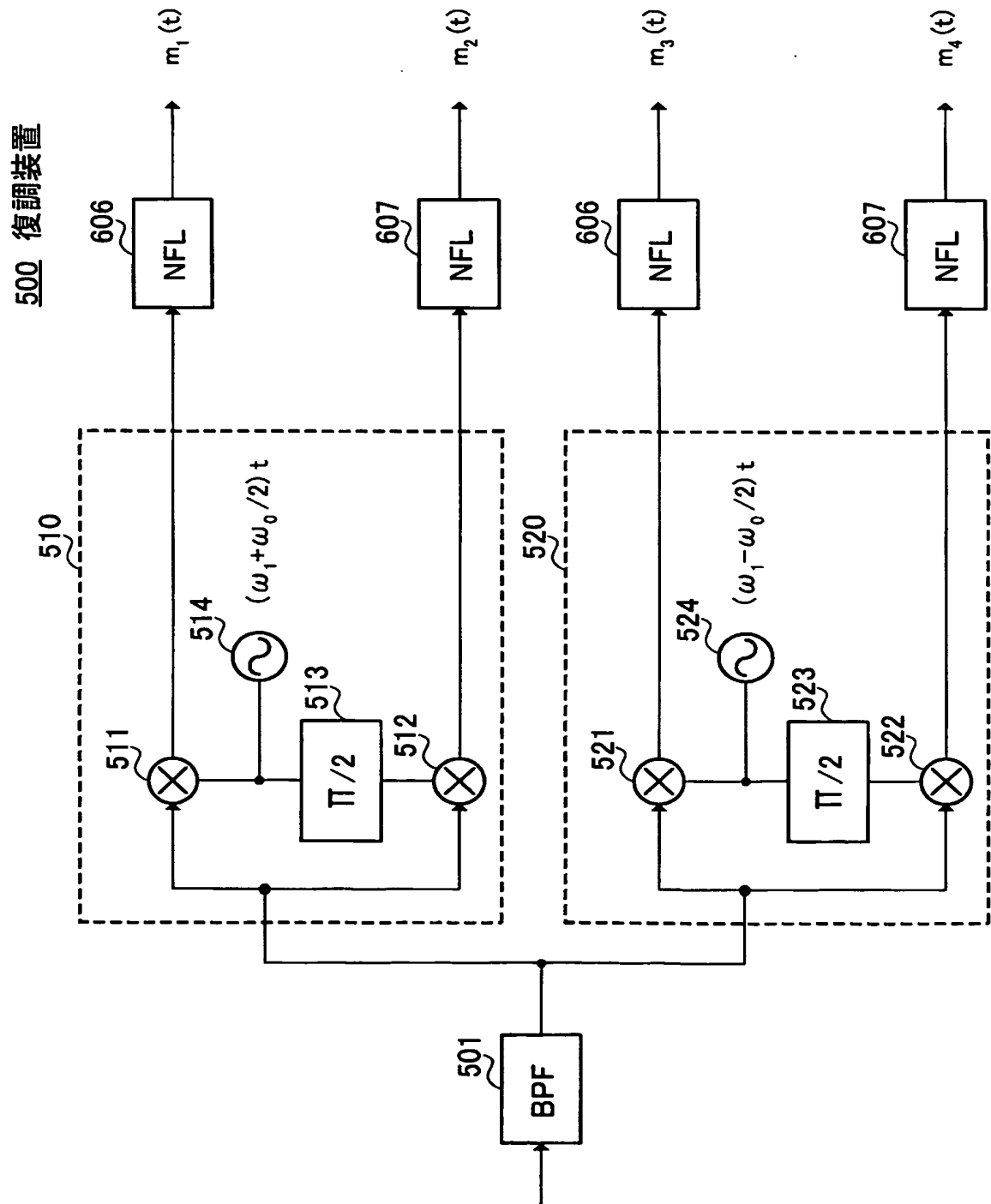


図 20

600 復調装置

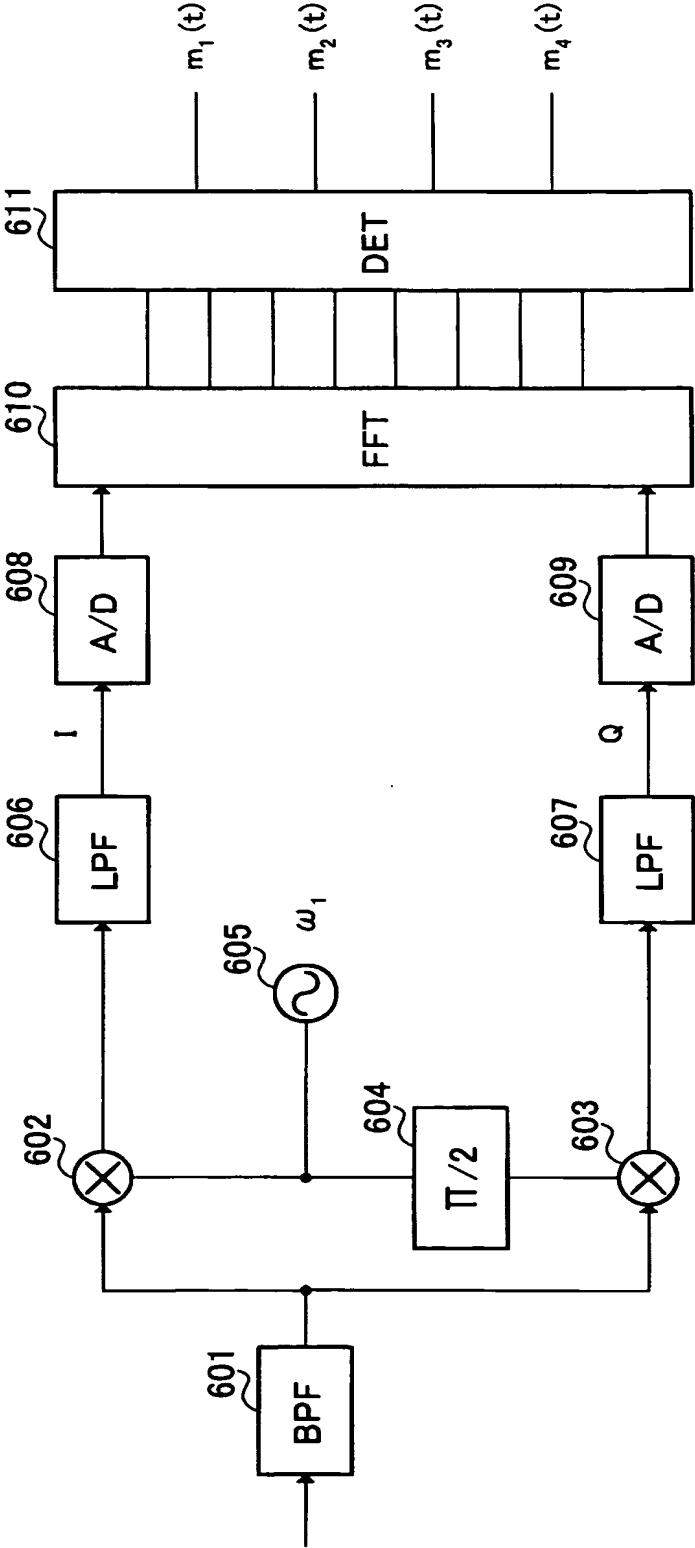


図 21

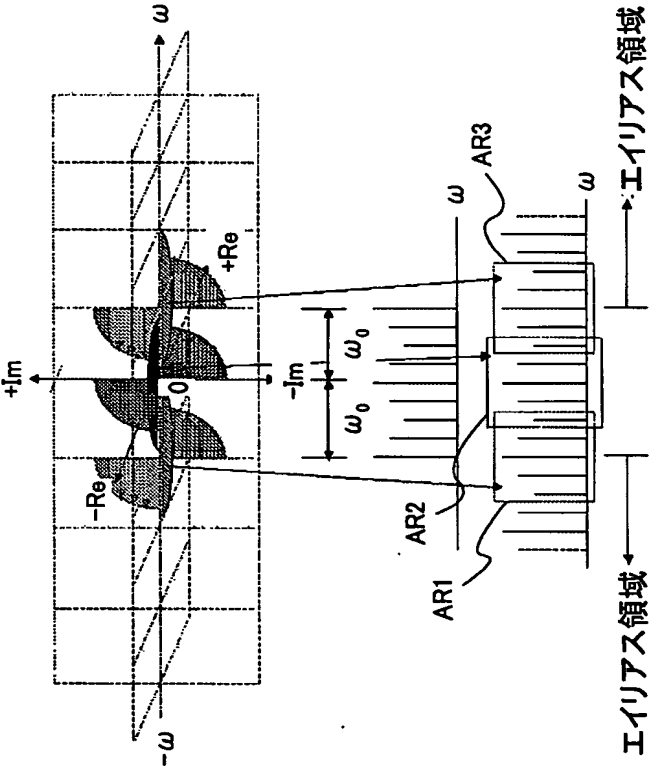


図 22A

図 22B

図 22C

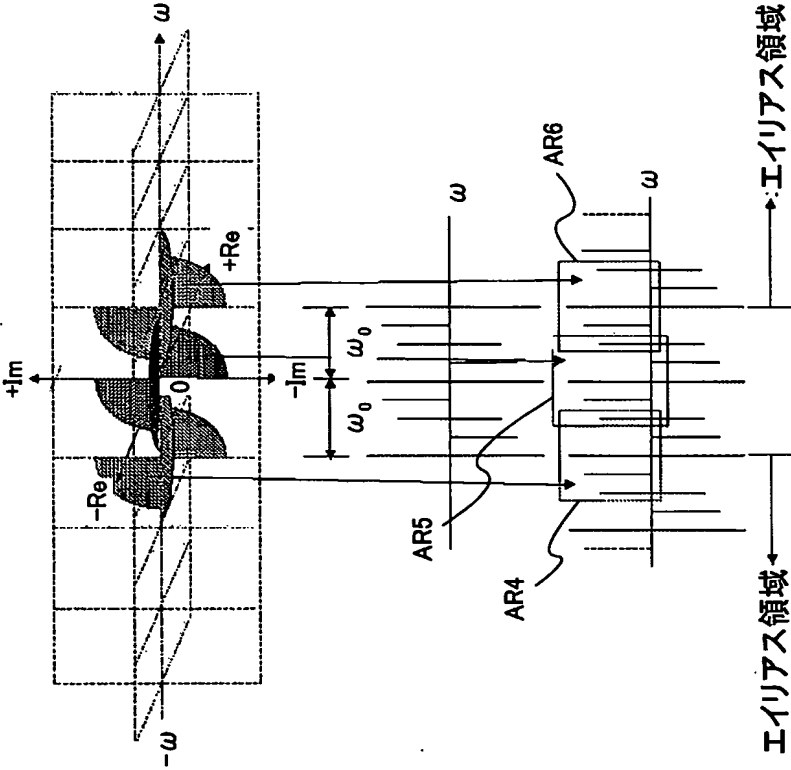


図 23A

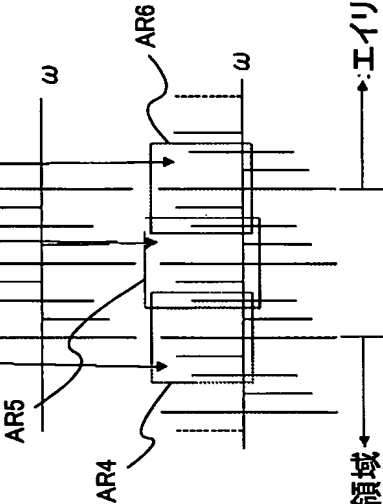


図 23B

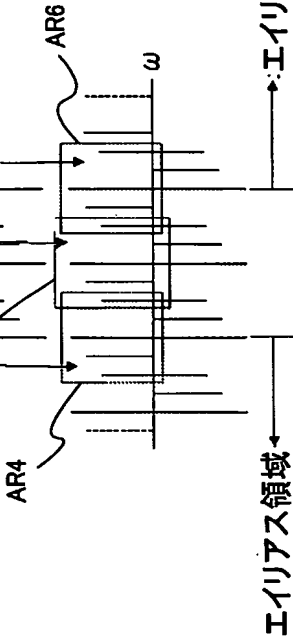


図 23C

23/23

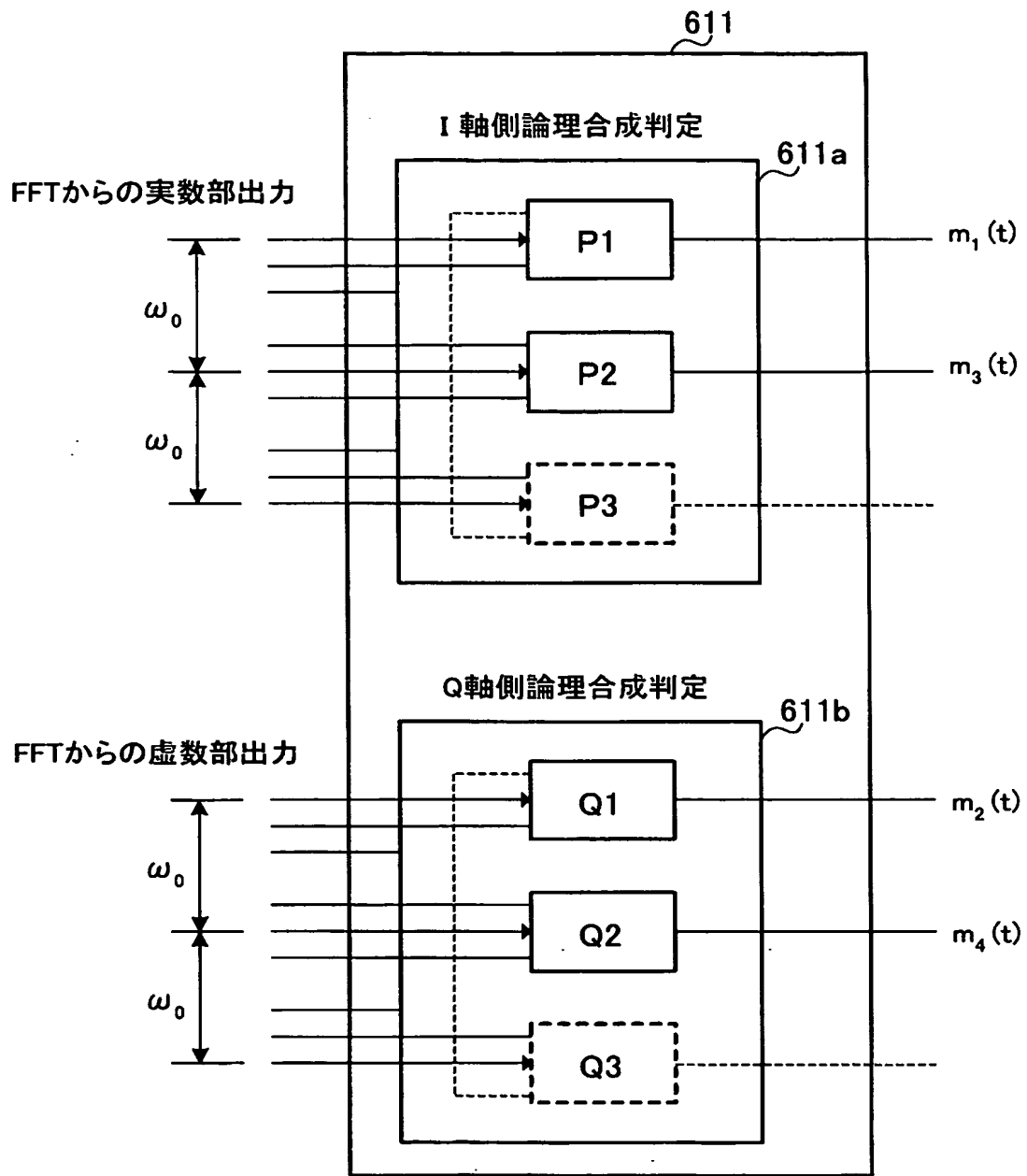


図 24

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/010985

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

Int.Cl⁷ H04L27/00, H04B14/00

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

Int.Cl⁷ H04L27/00-27/38, H04B14/00, H04J11/00

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho 1926-1996 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2004

Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2004 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2004

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2-215242 A (Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.), 28 August, 1990 (28.08.90), Page 2, upper right column, line 20 to lower right column, line 2; Fig. 1 (Family: none)	1, 4
A	US 4835791 A (Rockwell International Corp.), 30 May, 1989 (30.05.89), Column 2, lines 29 to 41; column 3, line 30 to column 4, line 49; Fig. 2 (Family: none)	1, 4

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C.☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search
25 October, 2004 (25.10.04)Date of mailing of the international search report
09 November, 2004 (09.11.04)Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/010985

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2003-134069 A (Nippon Hoso Kyokai et al.), 09 May, 2003 (09.05.03), Par. Nos. [0015], [0016]; Fig. 1 & US 2003/0092406 A1 & CA 2409690 A	1, 4
A	JP 11-501405 A (Motorola, Inc.), 02 February, 1999 (02.02.99), Figs. 4 to 6 & WO 1996/27184 A1 & BR 9607731 A & EP 870299 A1 & MX 9706530 A & TW 347619 A & KR 98702558 A & CA 2213699 A & CN 1176702 A & KR 289359 B	1, 4

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/010985

Box No. II Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of item 2 of first sheet)

This international search report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:

1. ☐ Claims Nos.:
because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely:
2. ☐ Claims Nos.:
because they relate to parts of the international application that do not comply with the prescribed requirements to such an extent that no meaningful international search can be carried out, specifically:
3. ☐ Claims Nos.:
because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentences of Rule 6.4(a).

Box No. III Observations where unity of invention is lacking (Continuation of item 3 of first sheet)

This International Searching Authority found multiple inventions in this international application, as follows:

The inventions of claims 1, 4 relate to a modulation technique for generating an LSB signal by SSB modulation using a high carrier frequency higher than the USB signal carrier frequency by the input symbol reference frequency.

The inventions of claims 2, 5 relate to a demodulation technique for generating a second demodulation signal with a sine wave carrier frequency higher than a predetermined carrier frequency of a cosine wave generating a first demodulation signal, by the symbol reference frequency.

(Continued to extra sheet)

1. ☐ As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers all searchable claims.
2. ☐ As all searchable claims could be searched without effort justifying an additional fee, this Authority did not invite payment of any additional fee.
3. ☐ As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this international search report covers only those claims for which fees were paid, specifically claims Nos.:
4. ☒ No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this international search report is restricted to the invention first mentioned in the claims; it is covered by claims Nos.: 1, 4

Remark on Protest

- ☐ The additional search fees were accompanied by the applicant's protest.
- ☐ No protest accompanied the payment of additional search fees.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2004/010985

Continuation of Box No.III of continuation of first sheet (2)

The invention of claim 3 relates to a demodulation technique for detecting a signal before modulation by using a signal on each carrier frequency and a signal on adjacent frequency of the USB or LSB side according to the FFT output.

A. 発明の属する分野の分類 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04L27/00, H04B14/00

B. 調査を行った分野

調査を行った最小限資料 (国際特許分類 (IPC))
Int. Cl⁷ H04L27/00-27/38, H04B14/00, H04J11/00

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報 1926年-1996年
日本国公開実用新案公報 1971年-2004年
日本国登録実用新案公報 1994年-2004年
日本国実用新案登録公報 1996年-2004年

国際調査で使用した電子データベース (データベースの名称、調査に使用した用語)

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2-215242 A (松下電器産業株式会社) 1990.08.28, 第2頁右上欄第20行~右下欄第2行 第1図 (ファミリーなし)	1,4
A	US 4835791 A (Rockwell International Corporation) 1989.05.30, 第2欄第29行~第41行 第3欄第30行~第4欄第49行, 第2図 (ファミリーなし)	1,4

☒ C欄の続きにも文献が列挙されている。

☐ パテントファミリーに関する別紙を参照。

- * 引用文献のカテゴリー
- 「A」 特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの
- 「E」 国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの
- 「L」 優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献 (理由を付す)
- 「O」 口頭による開示、使用、展示等に言及する文献
- 「P」 国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願日の後に公表された文献
- 「T」 国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの
- 「X」 特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの
- 「Y」 特に関連のある文献であって、当該文献と他の1以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの
- 「&」 同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日
25.10.2004

国際調査報告の発送日
09.11.2004

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁 (ISA/JP)
郵便番号100-8915
東京都千代田区霞が関三丁目4番3号

特許庁審査官 (権限のある職員)
藤井 浩

5K 3149

電話番号 03-3581-1101 内線 3555

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求の範囲の番号
A	JP 2003-134069 A (日本放送協会 (外2名)) 2003.05.09, 段落 [0015], [0016], 第1図 & US 2003/0092406 A1 & CA 2409690 A	1,4
A	JP 11-501405 A (モトローラ・インコーポレーテッド), 1999.02.02, 第4図~第6図 & WO 1996/27184 A1 & BR 9607731 A & EP 870299 A1 & MX 9706530 A & TW 347619 A & KR 98702558 A & CA 2213699 A & CN 1176702 A & KR 289359 B	1,4

第Ⅱ欄 請求の範囲の一部の調査ができないときの意見（第1ページの2の続き）

法第8条第3項（PCT17条(2)(a)）の規定により、この国際調査報告は次の理由により請求の範囲の一部について作成しなかった。

1. ☐ 請求の範囲 _____ は、この国際調査機関が調査をすることを要しない対象に係るものである。つまり、
2. ☐ 請求の範囲 _____ は、有意義な国際調査をすることができる程度まで所定の要件を満たしていない国際出願の部分に係るものである。つまり、
3. ☐ 請求の範囲 _____ は、従属請求の範囲であってPCT規則6.4(a)の第2文及び第3文の規定に従って記載されていない。

第Ⅲ欄 発明の単一性が欠如しているときの意見（第1ページの3の続き）

次に述べるようにこの国際出願に二以上の発明があるところこの国際調査機関は認めた。

請求の範囲1, 4に係る発明は、USB信号の搬送波周波数に対して入力シンボルの基本周波数だけ高い搬送波周波数を用いてSSB変調を行うことでLSB信号を生成する変調技術に関するものである。

請求の範囲2, 5に係る発明は、変調信号から、第1の復調信号を生成する余弦波の所定の搬送波周波数よりもシンボルの基本周波数だけ高い正弦波の搬送波周波数で第2の復調信号を生成する復調技術に関するものである。

請求の範囲3に係る発明は、FFT出力に基づき、各搬送波周波数上の信号とUSB又はLSB側の隣接周波数上の信号を用いて変調前の信号を検出する復調技術に関するものである。

1. ☐ 出願人が必要な追加調査手数料をすべて期間内に納付したので、この国際調査報告は、すべての調査可能な請求の範囲について作成した。
2. ☐ 追加調査手数料を要求するまでもなく、すべての調査可能な請求の範囲について調査することができたので、追加調査手数料の納付を求めなかった。
3. ☐ 出願人が必要な追加調査手数料を一部のみしか期間内に納付しなかったので、この国際調査報告は、手数料の納付のあった次の請求の範囲のみについて作成した。
4. ☒ 出願人が必要な追加調査手数料を期間内に納付しなかったので、この国際調査報告は、請求の範囲の最初に記載されている発明に係る次の請求の範囲について作成した。

請求の範囲1, 4

追加調査手数料の異議の申立てに関する注意

- ☐ 追加調査手数料の納付と共に出願人から異議申立てがあった。
☐ 追加調査手数料の納付と共に出願人から異議申立てがなかった。